

Diplomarbeit

Design und Simulation von integrierten optischen Filtern zur Kompensation von Störeffekten in optischen Übertragungssystemen

Sebastian Werhausen

Erstprüfer:
Prof. Dr. Metin Tolan

Zweitprüfer:
Prof. Dr.-Ing. Peter M. Krummrich

Datum:
14. Oktober 2016



Lehrstuhl für Hochfrequenztechnik

Inhaltsverzeichnis

I	Einleitung	1
1	Daumenkino	1
2	Stand der Forschung	2
II	Grundlagen	3
3	Elektromagnetische Wellen und Polarisaton	3
3.1	Jones-Vektor	4
3.2	Stokes-Vektor	5
3.3	Brechungsindex und Doppelbrechung	6
4	Modulation	7
5	Kriterium für Signalqualität	8
6	Störeffekte	10
6.1	Polarisationsabhängige Dämpfung	10
6.2	Polarisationsmodendispersion	13
6.3	Zeitliche Varianz	15
6.4	Rauschen und Optimalfilter	15
7	Komponenten in optischen Filtern	16
7.1	Koppler	16
7.2	Phasenschieber	17
7.3	Verzögerungselement	17
7.4	Ringelement	17
8	Optische Filter	18
8.1	Aufbau	18
8.2	Frequenzeigenschaften	20
8.3	Impulsantwort	22
9	Zufallszahlen	23
III	Durchführung und Methoden der Auswertung	25
10	Signalerzeugung	25
11	Störung	26
12	Optimierung	27
12.1	Konvexe und nicht-konvexe Optimierung	27
12.2	Globale Optimierungsverfahrens	28

12.3	Abbruchkriterium	29
13	Funktionsauswertung	30
13.1	Auswerten und Anwenden der Filtermatrix	30
13.2	Bestimmung der Symbolmitten	30
13.3	Korrelationskorrektur	31
14	Rechenzeit	32
15	Fehler und Vergleichbarkeit	33
IV	Ergebnisse und Diskussion	37
16	Einfache Gitterfilter	37
17	Größere FIR-Gitterfilter	39
18	Filter mit einstellbarer Auskopplung	40
19	Schmetterlingsfilter	44
20	Übertragungsfunktionen	45
21	Ansätze zur Verkleinerung des Fußabdrucks	46
22	Einfluss von Fertigungstoleranzen	47
23	Struktur des Zustandsraums	48
V	Zusammenfassung und Ausblick	53
	Eidesstattliche Versicherung	59

Teil I

Einleitung

Die digitale Revolution im 20. Jahrhundert ermöglichte die Speicherung und Verarbeitung großer Datenmengen. Damit veränderte sich grundlegend der Stellenwert von Informationen im Alltag. Mit zunehmender Vernetzung wurde der Weg hin zu einer wissensbasierten Gesellschaft geschaffen. Ein Grundpfeiler dieses Informationszeitalters ist der schnelle Austausch dieser Daten durch Telekommunikationsnetze wie das Internet.

Das Datenvolumen, das jährlich über das Internet übertragen wird, hat sich seit seiner Anfangszeit exponentiell entwickelt. Von 1984 bis 2014 stieg es von $15 \frac{\text{GB}}{\text{Monat}}$ auf $42 \cdot 10^9 \frac{\text{GB}}{\text{Monat}}$ [29]. Das jährliche Wachstum dieses Datenvolumens betrug zuletzt 29,3%.

Um den Transfer dieser Datenmengen zu bewältigen, bedarf es effizienter Telekommunikationstechnologien. Insbesondere die optische Datenübertragung hat sich als Mittel der Wahl erwiesen, um Übertragungstrecken mit großen Bandbreiten und großen Entfernungen zu realisieren. Dies begründet sich durch die hohe optische Frequenz sowie die geringen Leistungsverluste in optischen Lichtwellenleitern.

Bei der Propagation von Lichtsignalen durch die Übertragungstrecke treten Störeffekte auf, die sich negativ auf die Signalqualität auswirken. Sie resultieren in einer steigenden Wahrscheinlichkeit, dass die übermittelten Informationen nicht korrekt rekonstruiert werden können. Es ist daher notwendig, am Ende der Übertragungstrecke eine Entstörung dieser Effekte durch Filter vorzunehmen.

Diese Filter können elektrisch oder optisch realisiert werden. Bei elektrischen Filtern wird das Lichtsignal durch eine Photodiode digitalisiert und die Entstörung mit Methoden der digitalen Signalverarbeitung vorgenommen. Diese Arbeit beschäftigt sich mit optischen Filtern, die von dem Signal noch vor der Digitalisierung durchlaufen werden. Optische Filter spielen in Übertragungssystemen bisher nur eine untergeordnete Rolle.

Optische Filter bieten eine Reihe von Vorteilen. So erfordern elektrische Filter bei hochbitratigen Übertragungssystemen eine hohe Rechenleistung die nur schwierig zu realisieren ist [30, 18, 3, 6]. Dagegen sind optische Filter unabhängig von der Symbolrate und kostengünstig in der Herstellung [6]. Auch weisen elektrische Filter einen großen Stromverbrauch auf [6]. Dagegen sind optische Filter aus passiven Komponenten aufgebaut.

Im Gegensatz zu elektrischen Filtern haben optische Filter komplexe Koeffizienten [3]. Dadurch gibt es mehr Freiheitsgrade um die Übertragungsfunktion zu beeinflussen. Darüber hinaus bieten nur optische Filter die Möglichkeit, IIR-Komponenten zu benutzen.

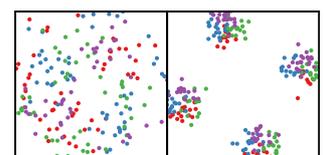
Desweiteren haben optische Filter im Gegensatz zu elektrischen Filtern eine periodische Frequenzantwort, was zur gleichzeitigen Entstörung von mehreren Wellenlängenkanälen genutzt werden kann [3].

Ziel dieser Arbeit ist, verschiedene Ansätze für den Aufbau optischer Filter miteinander zu vergleichen. Dazu werden die Parameter der Filter optimiert, sodass sie die bestmögliche Kompensation der Störung erreichen. Die Leistungsfähigkeit der Filter wird Anhand eines Kriteriums miteinander verglichen.

1 Daumenkino

In der unteren rechten Ecke jeder zweiten Seite ist eine Sequenz von Abbildungen zu finden, die den Verlauf einer Optimierung eines optischen Filters illustriert. Der Vorgang ist in Abschnitt 12 beschrieben. Die Grafik zeigt das Konstellationsdiagramm eines Signals, wie es in Abschnitt 5 eingeführt wird.

Auf Seite 1 wird das Filter in zufälliger Ausgangslage initialisiert. Das Signal weist eine große Streuung auf. Zwischen zwei Abbildungen liegen 34 Optimierungsschritte. Im Laufe der Optimierung kann beobachtet werden, wie die Streuung des Signals abnimmt.



2 Stand der Forschung

In dieser Arbeit werden Signale betrachtet, die zwei orthogonale Polarisierungen zur Übertragung von unabhängigen Bitsequenzen benutzen. Bei diesen Signalen dominieren die PMD und PDL Störeffekte, die in Abschnitt 6 im Detail beschrieben werden.

In der Fachliteratur wurde die Anwendung von optischen Filtern zur Kompensation von Störeffekten mehrfach untersucht. Nahezu alle Veröffentlichungen betrachten jedoch ausschließlich eine PMD-Störung [23, 18, 7, 3, 19, 14, 16, 6, 8].

Desweiteren wird in der Regel nur ein einziges oder wenige Filter untersucht und miteinander verglichen. Die Bewertung der Leistungsfähigkeit wird außerdem durch eine Vielzahl unterschiedlicher Simulationen und Messungen vorgenommen. Die Simulationen vernachlässigen darüber hinaus überwiegend die Leistungsverluste in den Wellenleitern der optischen Filter.

Diese Arbeit betrachtet ein Modell der Störung, das PMD und PDL enthält. Es wird eine große Zahl unterschiedlicher Filter betrachtet, die zum Teil aus den erwähnten Veröffentlichungen übernommen wurden. Ausgehend davon werden diese Designs verändert und auf die betrachtete Störung angepasst. Die Leistungsverluste der optischen Komponenten werden bei den Simulationen berücksichtigt.

Teil II

Grundlagen

Die optische Datenübertragung nutzt Licht als Träger. Dessen Eigenschaften werden durch die elektromagnetische (EM) Theorie beschrieben. Daher werden in Abschnitt 3 kurz die relevanten Teile der EM-Theorie zusammengefasst.

Der Aufbau eines Übertragungssystems mit optischen Filtern ist in Abbildung 1 schematisch dargestellt.

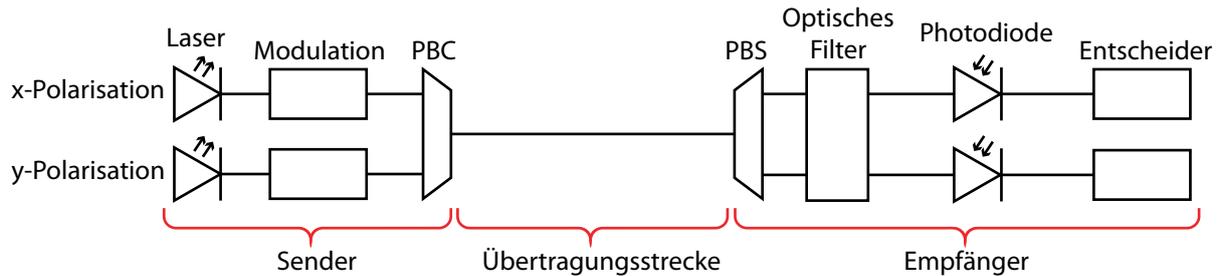


Abbildung 1: Schematischer Aufbau eines Übertragungssystems.

Das Trägersignal wird durch einen Laser erzeugt. Die digitalen Informationen werden dem Signal durch die Modulation hinzugefügt, wie sie in Abschnitt 4 beschrieben wird. Es soll eine Übertragung betrachtet werden, die zwei Polarisationen zur unabhängigen Übertragung nutzt. Daher werden die separat erzeugten und orthogonal polarisierten Signale durch einen Polarisationsstrahlkombinierer (Polarization Beam Combiner, PBC) kombiniert.

Auf der Übertragungsstrecke treten Störeffekte auf, die sich negativ auf das Signal auswirken. Diese werden in Abschnitt 6 beschrieben. Nach der Aufteilung der Polarisationen durch einen Polarisationsstrahlteiler (Polarization Beam Splitter, PBS) sind die Signale der Polarisationen im Allgemeinen verzerrt und gemischt. Das optische Filter soll dies korrigieren. Dies wird in Abschnitt 8 beschrieben. Im Idealfall werden an den Ausgängen des Filters die getrennten und ungestörten Signale der beiden Polarisationen ausgegeben. Durch eine Photodiode wird das optische Signal in ein elektrisches Signal konvertiert. Durch den Entscheider wird daraus die Bitsequenz rekonstruiert.

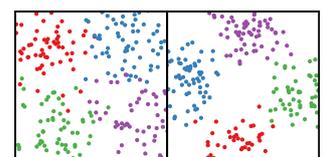
Die Auswirkung eines optischen Filters wird durch eine Reihe von Parametern festgelegt. Diese sollen so gewählt werden, dass das Filter die Störung möglichst gut kompensiert. Dazu werden die Parameter anhand eines Kriteriums optimiert, welches die Signalqualität quantifiziert. Das verwendete Kriterium wird in Abschnitt 5 beschrieben.

3 Elektromagnetische Wellen und Polarisation

Die Maxwell'schen Gleichungen [21] bilden die Grundlage für die Beschreibung von EM-Feldern. Wichtig für diese Arbeit sind wellenartige Lösungen. Diese erfüllen zusätzlich die Wellengleichung

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial t^2} - c^2 \frac{\partial^2}{\partial x^2} \right) \vec{E} = 0,$$

entsprechen also einem Energietransport in Ausbreitungsrichtung \vec{k} . Eine wichtige Eigenschaft dieser Lösungen ist, dass die elektrische Feldstärke \vec{E} , die magnetische Feldstärke \vec{B} sowie der Wellenvektor \vec{k} orthogonal zueinander sind, wie in Abbildung 2 illustriert.



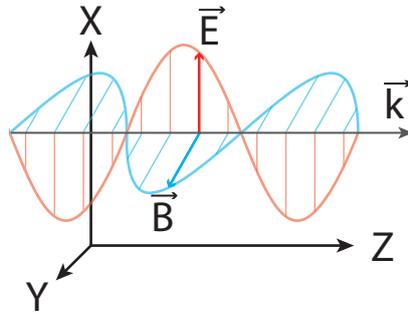


Abbildung 2: Lage und Orientierungen von \vec{E} , \vec{B} und \vec{k} zueinander.

Bei Lichtwellen in Materie dominiert der Einfluss der E-Felder. Dies ist darin begründet, dass in den Atomen optisch transparenter Materialien starke elektrische Felder auftreten, jedoch nur schwache magnetische Felder. Daher wird auf die explizite Behandlung der B-Felder verzichtet.

Durch die Orthogonalität zwischen \vec{E} und \vec{k} lassen sich die dreidimensionalen Feldstärken durch einen zweidimensionalen Vektor repräsentieren. Sie sind Elemente des Vektorraums der Ebene welche orthogonal zu \vec{k} verläuft.

Die Vektoren sind bezüglich einer orthogonalen Basis des Vektorraums definiert. Als Basis wird wie üblich die horizontale und vertikale Raumrichtung angenommen, welche mit x und y bezeichnet werden. Die E-Feldstärken lassen sich damit schreiben als:

$$\vec{E}(z, t) = \text{Re} \left(\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} e^{i(\omega t - \beta z)} \right) \quad (1)$$

Eine wichtige Eigenschaft des E-Feldes ist die *Polarisation*. Sie ist durch die Amplituden- und Phasenunterschiede zwischen E_x und E_y definiert.

Lineare Polarisation bedeutet, dass der Verlauf von \vec{E} auf eine Linie beschränkt ist. Die Polarisationsrichtungen unterscheiden sich nur in der Amplitude, nicht in der Phase der Schwingung. Insbesondere sind die Sonderfälle der horizontalen und vertikalen Polarisation nennenswert, bei denen das Feld vollständig in x- bzw. in y-Richtung schwingt.

Bei zirkularer Polarisation gibt es Amplituden- und Phasenunterschiede und $\vec{E}(t)$ verläuft auf einer Ellipsenbahn. Ein typischer Verlauf von E-Feldstärken für vertikale und linkshändig zirkuläre Polarisation ist in Abbildung 3 dargestellt.

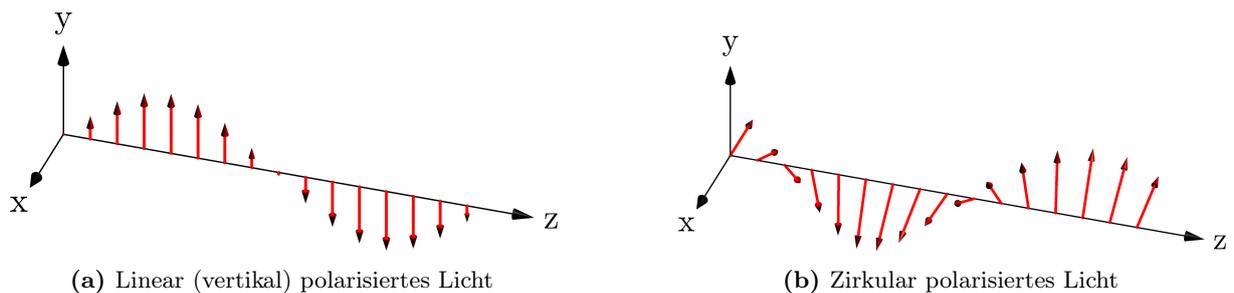


Abbildung 3: Verlauf der E-Feldstärken für zwei Polarisationsarten.

3.1 Jones-Vektor

Eine mögliche Notation für die Polarisation bietet der Jones-Formalismus. Dabei werden Betrag und Phase der Feldstärken in x- und y-Richtung zueinander in Beziehung gesetzt. Der Jones-Vektor \vec{J} des elektrischen Feldes aus Gl. (1) ist durch

$$\vec{J} = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} \quad (2)$$

definiert. Ein Jones-Vektor von $(1 \ 0)^T$ entspricht einer horizontalen, $\frac{1}{\sqrt{2}}(1 \ -i)^T$ einer rechtshändig zirkularen Polarisation. Durch die komplexen Vektoren können auch Phasenunterschiede beschrieben werden, wie sie bei zirkularer Polarisation auftreten.

Die Feldstärken werden in komplexer Notation beschrieben. Aufgrund ihres wellenförmigen Verlaufs erlaubt dies erhebliche Vereinfachungen bei der Rechnung. Schwingungen lassen sich immer durch eine Gleichung der Form

$$y(t) = a \cdot \sin(x + \varphi_0)$$

beschreiben. Dies lässt sich durch die Eulersche Formel auch als Realteil einer Exponentialfunktion darstellen. Die Eigenschaften der komplexen Zahlenebene ermöglichen unter anderem eine einfache Phasenänderung durch komplexe Multiplikation. Die Feldstärken sind jedoch immer reelle Zahlen, daher ist immer nur der Realteil physikalisch relevant [33], wie in Gl. (1).

Bei der Verwendung von Jones-Vektoren lässt sich der Effekt von optischen Komponenten durch eine 2×2 -Matrix beschreiben. Diese Jones-Matrizen haben komplexwertige Elemente. Sie erlauben die wichtige Unterscheidung zwischen unitären und nicht-unitären Matrizen bzw. optischen Elementen. Eine Eigenschaft unitärer Matrizen ist, dass sie die euklidische Norm eines Vektors invariant lassen. Für die Feldstärken bedeutet das, dass durch die Komponente keine Leistung hinzugefügt wird oder verloren geht. Nichtunitäre Elemente dagegen erlauben einen Leistungsverlust.

3.2 Stokes-Vektor

Eine alternative Formulierung der Polarisationszustände neben dem Jones-Formalismus bietet der Stokes-Vektor. Statt zwei komplexen zweidimensionalen Jones-Vektoren sind Jones-Vektoren durch einen Satz von vier reellen Parametern definiert:

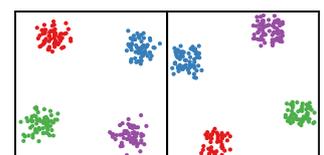
Statt komplexen zweidimensionalen Jones-Vektoren sind die reellen Stokes-Vektoren auf die Oberfläche einer dreidimensionalen Kugel beschränkt. Sie sind durch die Feldstärken aus Gl. (2) definiert durch:

$$\begin{aligned} S_0 &= |E_x|^2 + |E_y|^2 \\ S_1 &= |E_x|^2 - |E_y|^2 \\ S_2 &= 2 \cdot \text{Re}(E_x E_y^*) \\ S_3 &= -2 \cdot \text{Im}(E_x E_y^*) \end{aligned}$$

Der Parameter S_0 entspricht der Lichtintensität. Mit den übrigen drei Werten wird der Stokes-Vektor definiert. In dieser Arbeit wird der normierte Stokes-Vektor \vec{S} betrachtet, der durch S_0 normiert ist und durch 3 definiert ist.

$$\vec{S} = \frac{1}{S_0} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \tag{3}$$

Der Vektor \vec{S} liegt immer auf einer Kugeloberfläche deren Radius durch S_0 gegeben ist. Der Zusammenhang zwischen den Stokes-Vektoren und dem Verlauf der E-Feldstärken ist in Abbildung 4 veranschaulicht.



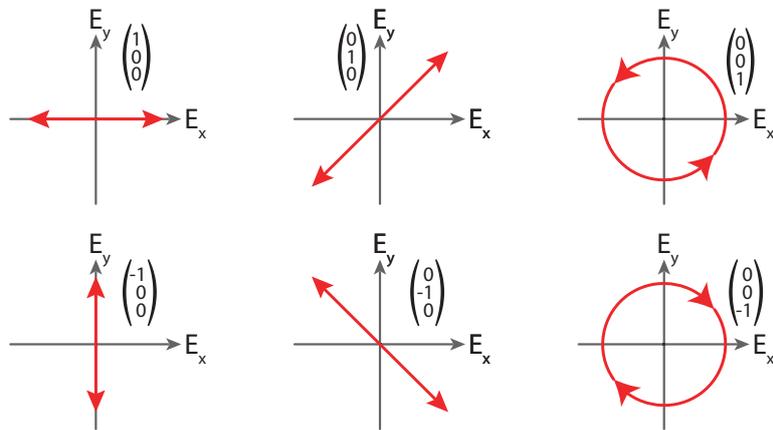


Abbildung 4: Bedeutung der Basisvektoren des Stokes-Vektorraums für den Verlauf der Feldstärken.

Polarisationszustände können nun mit diesen Vektoren auf einer sog. Poincaré-Kugel veranschaulicht werden wie sie in Abbildung 5 gezeigt ist. Alle linearen Polarisationszustände liegen auf dessen Äquator.

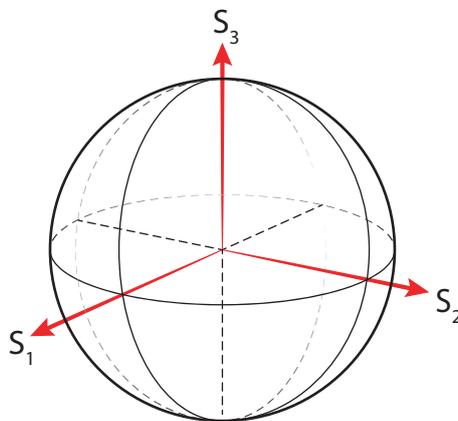


Abbildung 5: Poincaré-Kugel im Stokes-Raum.

Stokes- und Jones-Formalismus sind äquivalente Notationen, die mathematisch miteinander verknüpft sind. Sie erlauben einen intuitiven Zugang zu verschiedenen Eigenschaften eines Signals. Die Jones-Vektoren bieten die Möglichkeit das Signal im Zeitbereich zu betrachten und direkte Einflüsse auf die Feldstärken zu beobachten. Die Poincaré-Kugel ist dagegen ein direkterer Zugang zu Polarisationszuständen des vollständigen Signals.

3.3 Brechungsindex und Doppelbrechung

Eine wichtige optische Eigenschaft von optischen Materialien ist der Brechungsindex

$$n = \frac{c}{v_{\text{phase}}}$$

Er gibt an, um wie viel die Wellenlänge und Phasengeschwindigkeit v_{phase} im Material kleiner sind als im Vakuum. Da die betrachteten Signale in guter Näherung monochromatisch sind, entspricht die Phasengeschwindigkeit der Ausbreitungsgeschwindigkeit.

Ist der Brechungsindex eines Materials abhängig von der Polarisation des einfallenden Lichts, wird dies Doppelbrechung genannt. Die unterschiedliche Ausbreitungsgeschwindigkeit führt zu einer zunehmenden zeitlichen Verschiebung der Polarisierungen entlang des doppelbrechenden Elements.

4 Modulation

Digitale Informationen entsprechen einer Bitsequenz endlicher Länge. Diese sollen mit Hilfe eines optischen Trägersignals übermittelt werden. Dazu wird das Signal so verändert, dass es anschließend die Bitsequenz enthält. Dieser Vorgang wird als Modulation bezeichnet und auf einer realen Übertragungsstrecke von dem Sender durchgeführt.

Als Verfahren zur Modulation wird die Quadraturphasenumtastung (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) genutzt. Dabei handelt es sich um eine Phasenmodulation die vier Zustände unterscheidet. Vier Zustände entsprechen dem Informationsgehalt von zwei Bits. Die Bitsequenz wird daher aufgeteilt in Bitpaare mit jeweils zwei Bits. Jedes Paar wird auf einen Teil des Signals moduliert, welche als *Symbol* bezeichnet werden. Somit überträgt jedes Symbol zwei Bit Informationen.

Die vier komplexen Phasen φ_i des Modulationsformates sind gleichmäßig um $\frac{\pi}{2}$ voneinander verschoben. Sie werden erzeugt, indem eine Hälfte der Bitsequenz den Realteil und die andere Hälfte den Imaginärteil des Signals S moduliert. Mit

$$\tan(\varphi) = \frac{\text{Im}(S)}{\text{Re}(S)}$$

ergibt sich daraus die Phasenmodulation des komplexen Signals. Die einzelnen Bits werden dazu den Werten ± 1 zugewiesen, woraus sich die Phasen

$$\varphi_i = \frac{\pi}{4} + i \frac{\pi}{2}$$

ergeben. Betrachtet man ein Signal mit einer großen Anzahl von Symbolen, so lässt sich die Verteilung der Symbole gut mit einem Konstellationsdiagramm veranschaulichen wie es in Abbildung 6 dargestellt ist. Dazu werden die Symbole an ihren Mittelpunkten abgetastet und die Feldstärken in der komplexen Ebene aufgetragen. Das QPSK-Verfahren resultiert in dieser Darstellung in der charakteristischen Häufung der Symbolzustände in vier Gruppen.

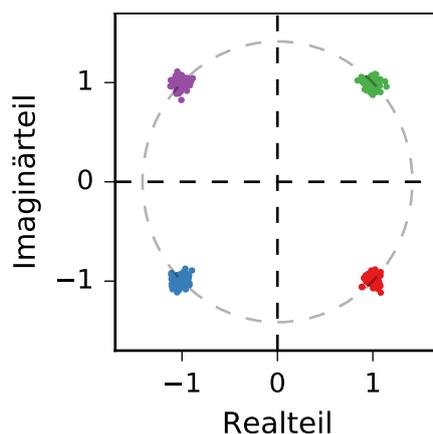
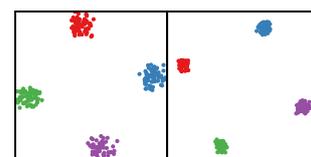


Abbildung 6: Konstellationsdiagramm, welches die Verteilung der Symbole veranschaulicht.

Um die Übertragungsrates zu maximieren, wird die Modulation für die beiden Polarisierungen des Signals unabhängig voneinander vorgenommen. Dadurch können doppelt so viele Symbole pro Zeiteinheit übertragen werden. Ein Konstellationsdiagramm wie aus Abbildung 6 bezieht sich nur auf die Feldstärken einer Polarisation. Im Stokes-Raum sind die beiden Polarisierungen zueinander in Beziehung gesetzt. Abbildung 7 zeigt eine Poincaré Kugel für ein QPSK-moduliertes Signal.



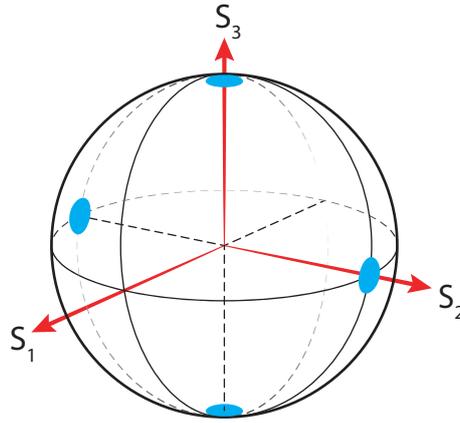


Abbildung 7: Poincaré-Kugel, in der die Zustände eines QPSK modulierten Signals blau eingezeichnet sind.

Durch Störeffekte auf der Übertragungsstrecke kommt es zu einer Verschlechterung der Signalqualität. Das äußert sich im Konstellationsdiagramm und im Stokes-Raum in einer Abweichung der Punkte von ihren idealen Positionen. Im Empfänger wird aus den empfangenen Symbolen wieder die Bitsequenz rekonstruiert. In dieser Arbeit wird jedoch ein Kriterium für die Signalqualität genutzt, welches nicht auf der Wiedergewinnung der Bitsequenz basiert.

5 Kriterium für Signalqualität

Wenn eine Übertragungsstrecke Störungen aufweist, wirkt sich dies nachteilig auf die Signalqualität aus. Das Ziel dieser Arbeit ist diese Störungen zu kompensieren. Daher ist es entscheidend ein Kriterium zu finden welches die Signalqualität optimal quantifiziert.

Einige der häufig genutzten Kriterien sind die Bitfehlerrate (Bit Error Rate, BER), der Q-Faktor, die Öffnung des Augendiagramms oder die Error vector magnitude (EVM). Für diese Arbeit wurde die EVM gewählt. Grund hierfür ist, dass die EVM ein Kriterium ist, welches in einem Übertragungssystem vor dem Entscheider berechnet wird. Nach dem Entscheider steht nur noch die rekonstruierte Bitsequenz zur Bewertung zur Verfügung. Im Gegensatz dazu ermöglicht die EVM die Nutzung aller Informationen des Signals. Insbesondere bei kleinen Signallängen führt dies zu einer numerisch stabileren Abschätzung des Fehlers.

Die EVM ist ein Vorteil von höherstufigen Phasen-Modulationsformaten wie das verwendete QPSK, da sie nur für solche definiert ist.

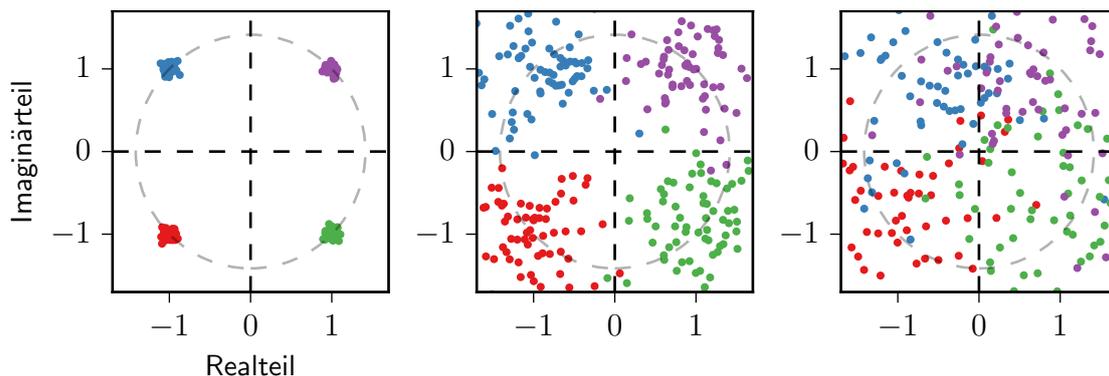


Abbildung 8: Konstellationsdiagramme von Signalen mit drei unterschiedlichen EVMs.
Links: EVM=0,05; Mitte: EVM=0,5; Rechts: EVM=1,0

In Konstellationsdiagrammen wie in Abbildung 6 äußern sich Störeffekte in einer Streuung der Symbole um ihre ideale Positionen. Abbildung 8 zeigt typische Konstellationsdiagramme für unterschiedliche starke Störungen.

Diese Streuung resultiert in Bitfehlern, wenn sie dazu führt, dass ein Symbol so weit von seiner Gruppe entfernt ist, dass es näher an einer anderen Gruppe ist. Dies entspricht dem Wechsel in einen anderen Quadranten des Graphen soweit keine Rotation der Konstellationen besteht.

Eine übliche Größe um Streuungen zu quantifizieren, ist die Standardabweichung σ der Symbolvektoren von ihren Gruppenmittelpunkten. Auf ihr basiert die EVM welche durch [25] gegeben ist.

$$\text{EVM} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N} \sum_i^N |S_i(n) - S_0(n)|^2}{\frac{1}{N} \sum_i^N |S_0(n)|^2}} \quad (4)$$

Im Unterschied zur Standardabweichung wird die EVM durch den Abstand der Konstellationsmittelpunkte zum Mittelpunkt normiert.

Die Standardabweichung ist sowohl ein Maß für die Streuung einer statistischen Verteilung als auch einer Stichprobe welcher einer Verteilung unterliegt. Bei einer Berechnung, wie sie bei der EVM angewandt wird, ist der echte Mittelwert μ der zugrunde liegenden Verteilung nicht bekannt. Da μ zur Bestimmung von σ notwendig ist, wird er aus der Stichprobe selbst berechnet. Bei diesem Vorgehen ist zu beachten, dass die beste Schätzung der Standardabweichung dann nicht mehr durch eine Formel mit dem Vorfaktor $\frac{1}{N}$ gegeben ist, sondern durch $\frac{1}{N-1}$ wie in Gl. (5).

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_i^N |x_i - \bar{x}|} \quad (5)$$

Beide Schätzungen für σ haben eine einseitige Neigung hin zu einem σ , welches kleiner ist als das echte. Jedoch ist die Abweichung mit der Korrektur geringer. Diese sogenannte *Bessel-Korrektur* [11] wird auch in dieser Arbeit verwendet. Der Unterschied zwischen beiden Definitionen verschwindet für große Signallängen N . Allerdings ist gerade der Fall kleiner Signallängen relevant, da diese kürzere Rechenzeiten ermöglichen.

Die Bessel-korrigierte Formel für die EVM lautet:

$$\text{EVM} = \sqrt{\frac{\frac{1}{N-1} \sum_i^N |S_i(n) - S_0(n)|^2}{\frac{1}{N} \sum_i^N |S_0(n)|^2}} \quad (6)$$

Um die Auswirkung auf das betrachtete Modell zu untersuchen, wurden Simulationen mit beiden EVM-Definitionen aus Gln. (4) und (6) durchgeführt und miteinander verglichen.

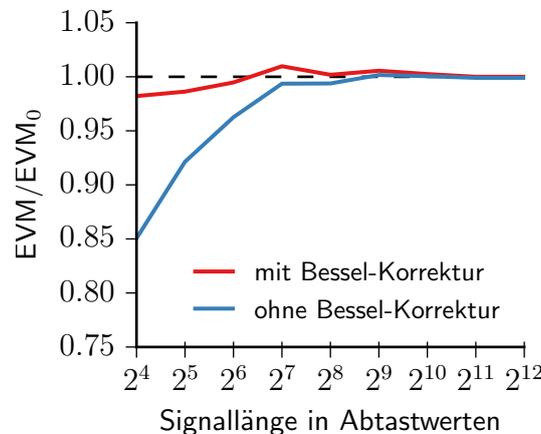
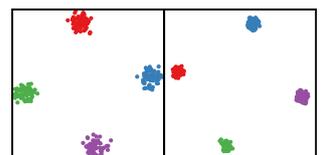


Abbildung 9: Vergleich zwischen EVM-Berechnung mit und ohne Bessel-Korrektur. EVM_0 ist hierbei der echte EVM-Wert welcher aus eine Rechnung mit sehr großer Signallänge gewonnen wurde.



Die Ergebnisse des Vergleichs sind in Abbildung 9 dargestellt und bestätigen das erwartete Verhalten. Die korrigierte EVM hat eine deutlich kleinere Abweichung vom Idealwert. Insbesondere bei kleinen Signallängen fällt der Unterschied ins Gewicht. Im weiteren Verlauf der Arbeit wird die EVM daher mit Gl. (6) berechnet.

6 Störeffekte

Übertragungsstrecken können tausende Kilometer überspannen. Es gibt unterschiedliche Störeffekte die entlang dieser Strecke das Signal beeinflussen. In diesem Kapitel soll ein mathematisches Modell entwickelt werden, um den gesamten Einfluss aller Störungen zu beschreiben. Es werden nur lineare Störeffekte und Rauschen betrachtet, keine Dispersion. Mit Hilfe dieses Modells kann damit die Störung realistisch emuliert werden. Das ist notwendig um die Leistungsfähigkeit der optischen Filter zu beurteilen welche diese Störungen kompensieren sollen.

6.1 Polarisationsabhängige Dämpfung

Entlang der Strecke sind in regelmäßigen Abständen optische Verstärker verbaut, welche Leistungsverluste des Lichtsignals kompensieren. Diese weisen eine polarisationsabhängige Eingangsdämpfung auf. Diese Störung wird als polarisationsabhängige Dämpfung (Polarization Dependent Loss, PDL) bezeichnet. Auch in anderen Komponenten entlang einer Übertragungsstrecke tritt PDL auf [27]. Wegen der großen Zahl von Verstärkern überwiegt jedoch die PDL dieser Komponenten.

Beschreibt man das Lichtsignal durch den Vektor der E-Feldstärken

$$\vec{E} = \begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix},$$

so lässt sich der Einfluss einer PDL-behafteten Komponente durch die Matrix

$$M_{\text{PDL}} = \begin{pmatrix} \sqrt{T_{\text{max}}} & 0 \\ 0 & \sqrt{T_{\text{min}}} \end{pmatrix} \quad (7)$$

modellieren. T_{max} und T_{min} sind auf Leistung bezogene Transmissionskoeffizienten. Nach dem Durchlauf sind die Feldstärken dann durch

$$\vec{E}' = M_{\text{PDL}} \cdot \vec{E}$$

gegeben.

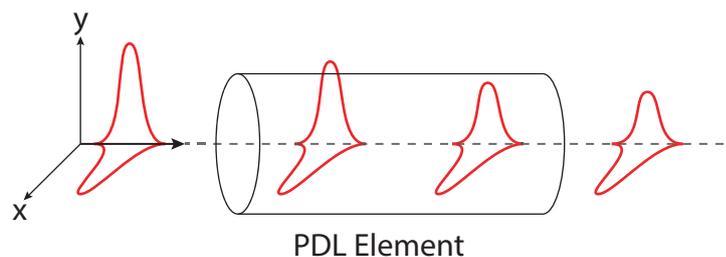


Abbildung 10: Auswirkung eines PDL Elements mit $\theta = 0$ auf ein Signal im Zeitbereich. Beim Durchlauf durch das Element wird die y-Polarisation gedämpft.

Abbildung 10 zeigt die Auswirkungen einer einfachen PDL-Störung auf ein Signal im Zeitbereich. Die PDL kann auch durch die Größen

$$\text{PDL}_{\text{dB}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{T_{\text{max}}}{T_{\text{min}}} \right) \quad \text{und}$$

$$\Gamma = \frac{T_{\text{max}} - T_{\text{min}}}{T_{\text{max}} + T_{\text{min}}}$$

charakterisiert werden.

Eine Störung wie aus Gl. (7) hat die Form einer einfachen Diagonalmatrix und führt lediglich zu einer Dämpfung der Feldstärken. Das resultiert nicht in einer Verschlechterung des Signals, solange die Dämpfung nicht zu groß wird, um sie durch Verstärker zu kompensieren.

Im Allgemeinen wirkt dieser Effekt in einem beliebigen Winkel θ . Daher wird die Wirkung mit Rotation durch

$$M_{\text{rot}}(\theta) \cdot M_{\text{PDL}} \cdot M_{\text{rot}}(-\theta) \quad (8)$$

beschrieben, wobei die 2D-Rotationsmatrix M_{rot} durch

$$M_{\text{rot}} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix}$$

definiert ist. Das entspricht im Stokes-Raum einer Rotation um die S_3 Achse. Mit dieser Richtung kann Γ zu einer vektoriellen Größe $\vec{\Gamma}$ erweitert werden. Diese ist ein Vektor im Stokes-Raum und zeigt in Richtung der geringsten Dämpfung.

Die Auswirkungen dieser Störungen sind also von zwei Parametern abhängig: Der Größe der Dämpfung und der Orientierung θ . Wenn θ ein Vielfaches von $\frac{\pi}{2}$ ist, werden lediglich die Feldstärken der Polarisationskomponenten gedämpft. Wie oben beschrieben verschlechtert dies nicht die EVM.

Bei allen anderen Orientierungen kommt es jedoch zu einer Mischung der Feldstärken aus beiden Polarisationsrichtungen. Die resultierende Matrix aus Gl. (8) hat dann nichtverschwindende Diagonalelemente. Der ungünstigste Fall ist ein Winkel von $\frac{\pi}{4}$, dann ist die Polarisationsmischung maximal. Der EVM-Einfluss eines einzelnen PDL-Elements bei verschiedenen Winkeln ist auch in Abbildung 11 abgebildet.

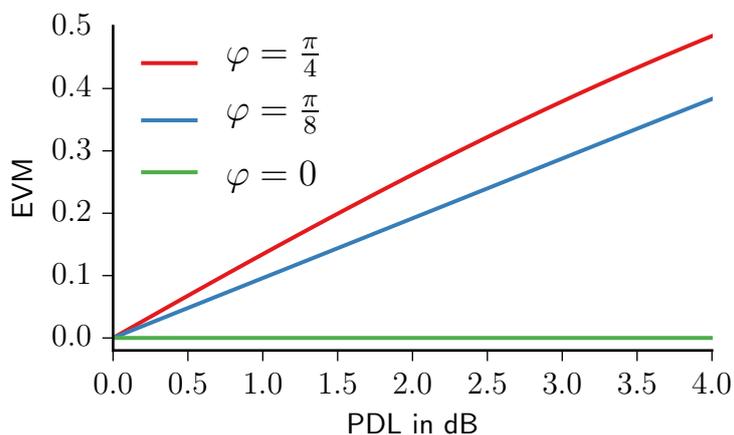
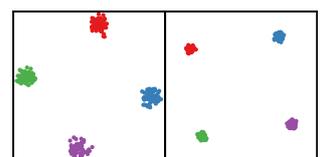


Abbildung 11: Auswirkung eines PDL Elements auf die EVM bei verschiedenen Winkeln in Abhängigkeit von PDL_{dB} .

Die Auswirkungen lassen sich auch im Stokes-Raum interpretieren als Verschiebung der Polarisationszustände in Richtung von $\vec{\Gamma}$. In Abbildung 12 ist dies für zwei unterschiedliche Winkel θ auf ein QPSK-Signal abgebildet.



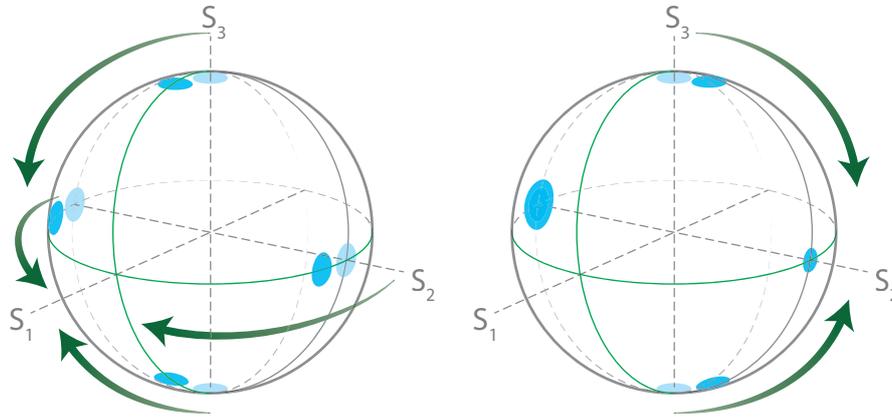


Abbildung 12: Auswirkung einer PDL-Störung auf die Polarisationszustände eines QPSK-Signals im Stokes-Raum. Abgebildet sind die normierten Stokes-Vektoren. Durch die PDL nimmt S_0 ab. *Links:* Winkel des Elements ist $\theta = 0$. Die Zustände werden in positive S_1 -Richtung verschoben. *Rechts:* Winkel des Elements ist $\theta = \frac{\pi}{2}$. Die Zustände werden in positive S_2 -Richtung verschoben. Die Gruppe von Zuständen auf der S_2 -Achse werden dadurch nicht verschoben sondern gestreut bzw. gestaucht.

Auf einer realen Übertragungsstrecke gibt es nicht eine, sondern viele Komponenten mit PDL. Um die kombinierten Effekte von n solcher Komponenten zu modellieren werden diese miteinander *verkettet*. Dazu werden n Matrizen wie in Gl. (8) mit unterschiedlichen Winkeln und Stärken der PDL miteinander multipliziert. Es bleibt eine 2×2 -Matrix mit den Parametern der Winkel θ_i und Dämpfungen für jede der n Komponenten.

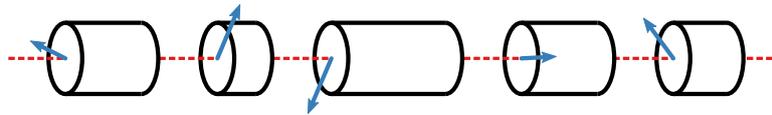


Abbildung 13: Verkettung von n PDL-Elementen mit unterschiedlichen Winkeln und Dämpfungen. Die blauen Pfeile sollen die Orientierungen kennzeichnen, die Größen deuten die unterschiedlichen Dämpfungen an.

Nach [27] werden die Winkel zufällig verteilt und die PDL_{dB} der einzelnen Elemente normalverteilt um einen Erwartungswert $\langle PDL_i \rangle$ mit einer Standardabweichung von $\sigma = 0.1 \cdot \langle PDL_i \rangle$. Mit steigender Anzahl von Elementen steigt auch im Mittel der Einfluss auf die EVM. Abbildung 14 zeigt die Auswirkung von vielen PDL-Elementen auf die EVM.

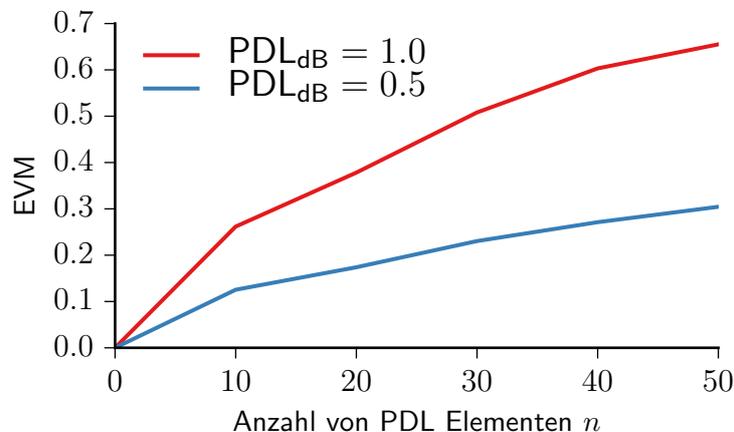


Abbildung 14: Auswirkung der Anzahl von PDL-Elementen auf die EVM bei zwei verschiedenen Stärken der einzelnen Elemente.

Im Stokes-Raum lässt sich der resultierende Effekt durch den PDL-Vektor

$$\vec{\Gamma}_{\text{total}} = \sum_i \vec{\Gamma}_i$$

beschreiben. Diese Verkettung ist auch in Abbildung 15 dargestellt.

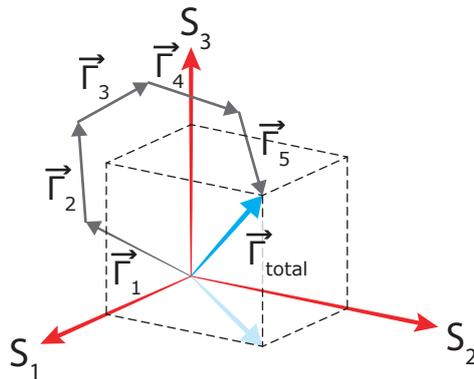


Abbildung 15: Veranschaulichung zur Verkettung mehrerer PDL-Elemente. Der resultierende PDL-Vektor ist blau eingefärbt.

Durch die Addition der dreidimensionalen $\vec{\Gamma}_i$ -Vektoren mit zufälliger Richtung und normalverteilter Länge ergibt sich durch den zentralen Grenzwertsatz für jede Raumdimension von $\vec{\Gamma}_{\text{total}}$ eine normalverteilte Größe. Der Betrag $|\vec{\Gamma}_{\text{total}}|$ ist die Wurzel der Summe der quadrierten, normalverteilten Elemente des Vektors. Dies entspricht genau einer Chi-Verteilung χ . Je nachdem, ob die Orientierung der PDL-Vektoren im zwei- oder dreidimensionalen Raum geschieht, ergibt sich für $|\vec{\Gamma}_{\text{total}}|$ eine χ_2 - oder χ_3 -Verteilung. Diese entsprechen den sehr ähnlichen Rayleigh- und Maxwell-Verteilungen.

6.2 Polarisationsmodendispersion

Eine reale optische Faser hat durch produktionsbedingte Fehler und mechanische Einflüsse keinen kreisförmigen Querschnitt sondern weicht leicht von dieser Idealform ab. Dadurch kommt es zu einem Unterschied im Brechungsindex n zwischen zwei orthogonalen Polarisierungen [15]. Diese Doppelbrechung wurde in Abschnitt 3.3 eingeführt und äußert sich als Polarisationsmodendispersion (Polarization mode dispersion, PMD).

Trifft ein Lichtsignal auf ein doppelbrechendes Element, so führt dies zu einer Differenz in der Gruppenlaufzeit zwischen den beiden Polarisierungen. Die Verzögerung führt zu einem Auseinanderlaufen von zwei Impulsen, die zeitgleich gestartet sind. Abbildung 16 illustriert die Auswirkungen im Zeitbereich.

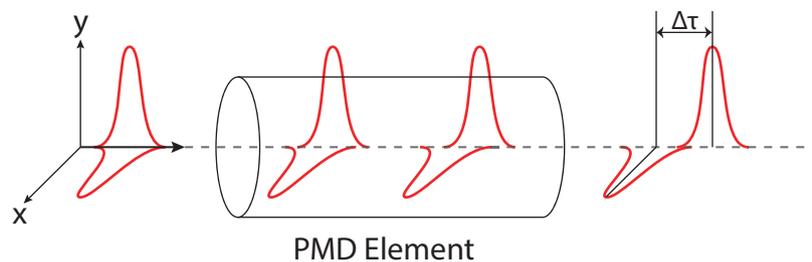
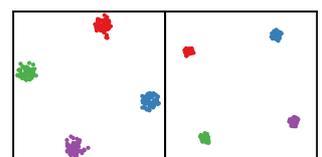


Abbildung 16: Auswirkung im Zeitbereich eines einzelnen PMD-Elements auf einen kurzen Impuls. Resultat ist ein Auseinanderlaufen um die zeitliche Verzögerung $\Delta\tau$.

Wie die PDL kann auch der Einfluss der PMD auf die E-Feldstärken mathematisch durch eine 2×2 -Matrix beschrieben werden:

$$M_{\text{PMD}} = M_{\text{rot}}(\theta) \begin{pmatrix} e^{-\frac{i\omega\tau}{2}} & 0 \\ 0 & e^{\frac{i\omega\tau}{2}} \end{pmatrix} M_{\text{rot}}(-\theta)$$



Dabei ist τ die Gruppenlaufzeitdifferenz zwischen den beiden Polarisierungen. Die Matrixelemente sind frequenzabhängig, also auf das Signal im Frequenzbereich anzuwenden. Laut Fourier-Theorie entspricht das einer zeitlichen Verschiebung.

Wie bei der PDL haben auch die PMD-Elemente eine räumliche Orientierung, die durch den Winkel θ gegeben ist und maßgeblich ist für die Auswirkung auf die EVM. Bereits sehr kleine Verschiebungen, bei denen τ in der Größenordnung einer Schwingungsdauer T ist, können zu einer großen EVM-Verschlechterung führen. Abbildung 17 demonstriert diesen Effekt.

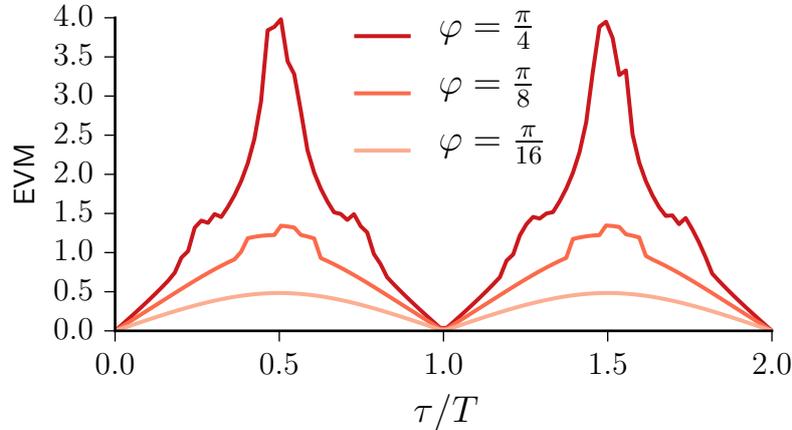


Abbildung 17: Auswirkung eines einzelnen PMD Elements mit sehr kleiner Gruppenlaufzeitdifferenz τ auf die EVM.

Bei einer Trägerfrequenz von $f = 193,1$ THz ist die Schwingungsdauer gegeben durch

$$T = \frac{1}{f} = 5,18 \text{ fs.}$$

Der negative Auswirkung dieses Effekts ist besonders ausgeprägt bei einem Winkel von $\theta = \frac{\pi}{4}$ und einer Gruppenlaufzeitdifferenz von $\tau = \frac{T}{2}$. Dann kommt es zu einer maximalen Mischung der beiden Polarisierungen, die genau so gegeneinander verschoben sind, dass die Feldstärken sich gegenseitig auslöschen. Dieser Einfluss bei kleinen τ basiert daher nicht auf einer Interferenz zwischen zeitlich aufeinanderfolgenden Symbolen.

Um den Einfluss größerer Gruppenlaufzeitdifferenzen zu untersuchen, werden im folgenden die Werte für τ so gewählt, dass sie einem Vielfachen von T entsprechen.

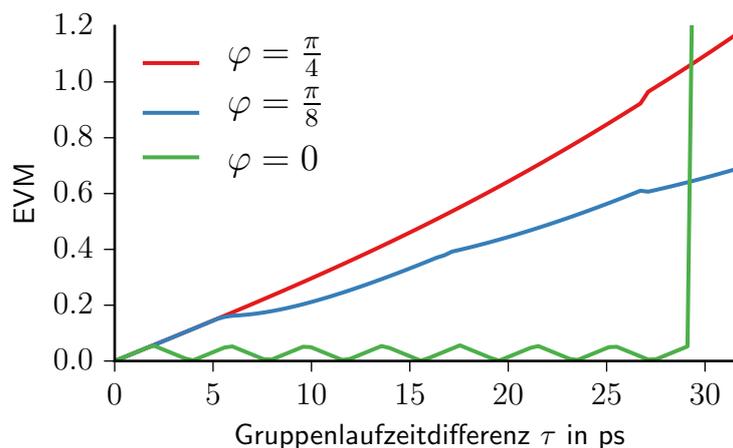


Abbildung 18: Auswirkung eines einzelnen PMD Elements auf die EVM in Abhängigkeit von der Gruppenlaufzeitdifferenz τ . Die Symbollänge beträgt 31,25 ps.

Der EVM-Einfluss eines PMD-Elements ist in Abbildung 18 abgebildet. Die größte Verschlechterung der Signalqualität wird bei einem Winkel von $\theta = \frac{\pi}{4}$ erreicht. Die EVM steigt monoton mit τ .

Bei einem Winkel von $\theta = 0$ findet eine einfache Verschiebung der Polarisationen statt. Dann ist die EVM gering bis zu einem τ von der Größe der Signallänge. Eine Verzögerung in dieser Größenordnung führt dazu, dass die Symbole der beiden Polarisierungen nicht mehr korrekt zugeordnet sind. Die EVM steigt dann rapide. Das periodische Schwanken der EVM ist ein Artefakt der Abtastratenhöhe und wird in Abschnitt 13 erläutert.

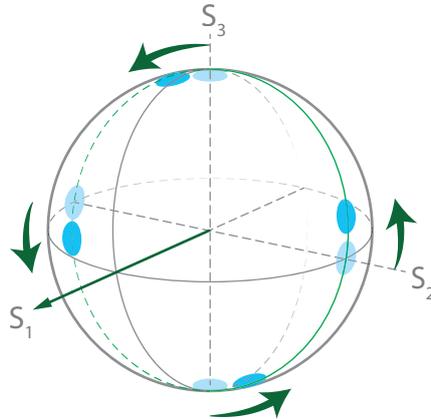


Abbildung 19: Auswirkung eines PMD-Elements auf die Polarisationszustände eines QPSK-Signals im Stokes-Raum. Das Element hat einen Winkel von $\theta = 0$. Dies führt zu einer Rotation der Zustände um die S_1 -Achse.

Im Stokes-Raum ist die Wirkung eines PMD-Elements eine Rotation um die S_1 -Achse. Die ist in Abbildung 19 dargestellt.

Um eine realistische Faser zu simulieren werden wie bei der PDL eine große Zahl von Elementen erzeugt und miteinander verkettet. Die Winkel werden zufällig festgelegt und die Verzögerungen normalverteilt um $\langle \tau_i \rangle$ mit einer Standardabweichung von $\sigma = 0.2 \cdot \langle \tau_i \rangle$.

Analog zum PDL-Vektor kann aus der Rotation θ und der Gruppenlaufzeitdifferenz τ ein PMD-Vektor $\vec{\tau}$ definiert werden. Für eine Verkettung vieler Elemente ist der PMD-Vektor der gesamten Störung durch

$$\vec{\tau}_{\text{total}} = \sum_i \vec{\tau}_i$$

gegeben.

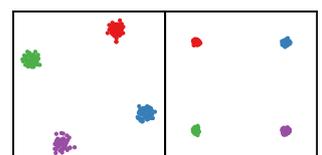
6.3 Zeitliche Varianz

Die PMD- und PDL-Störungen sind zeitlich nicht konstant. Durch Erschütterungen und andere Einflüsse können sich die Übertragungsfunktionen stark ändern. Das Modell der letzten Kapitel ist eine stochastische Beschreibung der Störungen. Eine Wahl von Störungsparametern legt lediglich die Mittelwerte verschiedener Eigenschaften fest. Zu jedem Satz von Störungsparametern existiert eine beliebige Zahl von möglichen Realisierungen. Diese werden erst durch die Wahl der verwendeten Winkel und der anderen Parameter festgelegt, welche durch Zufallszahlen generiert werden. Die explizite Betrachtung verschiedener Realisierungen ist erforderlich da bereits kleine Änderungen in der Störung zu einem großen Unterscheid in der EVM führen können.

Diese Varianz in der Störung erfordert eine äquivalente Dynamik bei der Kompensation. Die optischen Filter müssen also steuerbar sein, um diese zeitlichen Änderungen abzubilden.

6.4 Rauschen und Optimalfilter

Das Signal durchläuft auf der Übertragungsstrecke in regelmäßigen Abständen optische Verstärker. Diese Erbium-dotierten Faserverstärker (Erbium Doped Fibre Amplifier, EDFA) bestehen aus einem mit Erbium dotierten Faserabschnitt. Dieser wird mit einem Laser optisch gepumpt, wodurch Elektronen in ein höheres Energieniveau gehoben werden. Neben der gewünschten stimulierten Emission tritt auch spontane



Emission auf. In Simulationen kann das durch hinzufügen eines additives weißes gaußsches Rauschen (additive white Gaussian noise, AWGN) genährt werden.

Das Rauschen äußert sich in einer Abnahme des optischen Rauschabstands (Optical Signal-To-Noise Ratio, OSNR). Zur fehlerfreien Übertragung sollte der OSNR möglichst groß sein. Um den Einfluss des Rauschens zu reduzieren, wird das Signal mit einem Filter geformt. Es wird ein Optimalfilter verwendet, da diese den bestmöglichen Rauschabstand erzeugen [31]. Optimalfilter bestehen aus zwei Komponenten, die nach der Signalerzeugung und vor dem Empfänger in der Übertragungsstrecke zu finden sind. Aufgrund der linearen Störeffekte kann das zweite Filter auch vor das hinzufügen der Störung verschoben werden. Dies hat den großen Vorteil, dass die Filter und das Rauschen nur einmalig erzeugt werden müssen. Die Übertragungsstrecke der Simulation ist deswegen wie in Abbildung 20 aufgebaut.

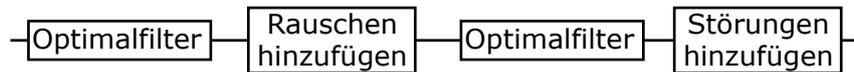


Abbildung 20: Schematischer Aufbau der Übertragungsstrecke in der Simulation.

Als Filterfunktion wird ein Root-Raised-Cosine-Filter benutzt, welcher als Wurzel eines Raised-Cosine-Filters definiert ist.

7 Komponenten in optischen Filtern

Um die Störungen zu kompensieren, die während der Übertragung das Signal negativ beeinflussen, werden in dieser Arbeit optische Filter genutzt. Das sind Netzwerke aus passiven optischen Komponenten, die durch Wellenleiter miteinander verbunden sind. Die Filter sind integrierte optische Komponenten, die mit Methoden der Mikrostrukturtechnik hergestellt werden.

Die elementaren Bestandteile von optischen Filtern sind Koppler, Phasenschieber, Verzögerungselemente und Ringelemente. Damit werden komplexere Komponenten wie Mach-Zehnder-Interferometer (MZI) und schließlich vollständige optische Filter aufgebaut.

In diesem Kapitel werden zunächst die einzelnen Komponenten beschrieben. In Abschnitt 8 folgt dann der Aufbau und eine Diskussion der optischen Filter.

7.1 Koppler

Optische Koppler werden genutzt um Signale aufzuteilen und zusammenzuführen. Es werden ausschließlich 2×2 Koppler genutzt, also Komponenten mit zwei Eingängen und zwei Ausgängen.

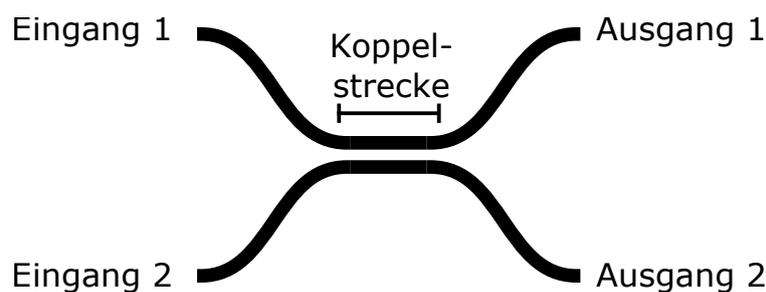


Abbildung 21: Optischer 2×2 Koppler.

Das Funktionsprinzip basiert auf dem räumlichen Zusammenführen der beiden Wellenleiter. Der Kontakt über eine feste Koppelstrecke führt zu einer Wechselwirkung der vorher getrennten Signale. Die Wahl der Koppelstrecke bestimmt die Koppelkonstante und damit die Form der Matrix mit der sich die Auswirkung der Komponente beschreiben lässt.

Im allgemein Fall einer einstellbaren Kopplung ist die Übertragungsmatrix durch

$$M_{\text{koppler}} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & -i \sin(\theta) \\ -i \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix}$$

gegeben [24]. Dabei ist θ ein Parameter der Kopplung. Diese Matrix wird in der Regel abgekürzt mit

$$M_{\text{koppler}} = \begin{pmatrix} c & -is \\ -is & c \end{pmatrix}$$

In dieser Arbeit werden hauptsächlich symmetrische Koppler verwendet, auch als 3dB-Koppler bezeichnet. Bei diesen Kopplern liegt an beiden Ausgängen die Hälfte der Leistung von beiden Eingängen an.

die auf maximale Kopplung eingestellt sind. Für diesen Fall gilt $\cos(\theta) = \sin(\theta) = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Die Jones-Matrix lautet dann:

$$M_{\text{koppler}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -i \\ -i & 1 \end{pmatrix}$$

7.2 Phasenschieber

Um die komplexe Phase des Signals zu beeinflussen werden Phasenschieber genutzt. Sie werden in dieser Arbeit wie in Abbildung 22 dargestellt.



Abbildung 22: Phasenschieber.

Die mathematische Beschreibung eines Phasenschiebers mit der Phase φ_0 ist $e^{-i\varphi_0}$. Diese Komponenten sind die einzigen steuerbaren und daher zeitlich veränderlichen Teile der Filter. Dies ist nötig um die zeitlich veränderlichen Störungen zu kompensieren. Ein vollständiger Filter kann daher eine hohe Zahl von unabhängigen Phasenschiebern besitzen.

7.3 Verzögerungselement

Ein Verzögerungselement verbindet zwei Punkte mit einem verlängerten Wellenleiter statt einer direkten Verbindung. Aufgrund der endlichen Propagationsgeschwindigkeit des Signals führt dieser Umweg zu einer zeitlichen Verzögerung des Signals.

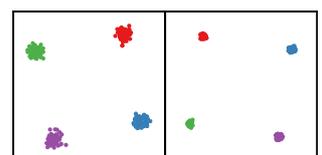
Mathematisch wird dies durch $\gamma e^{-j\omega\tau}$ ausgedrückt, dabei ist τ die zeitliche Verzögerung. Das γ ist eine Dämpfungskonstante, die die Verluste repräsentiert, die das Signal beim Durchlauf durch das Element erfährt.



Abbildung 23: Verzögerungselement.

7.4 Ringelement

Ringelemente basieren wie die Verzögerungselemente auf dem zeitlichen Verzögern des Signals. Dies geschieht hierbei jedoch mehrmals, indem das verzögerte Signal mit dem Eingangssignal gekoppelt wird.



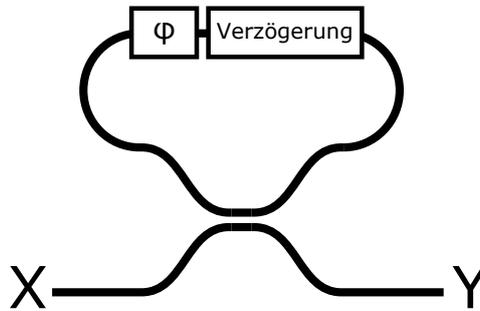


Abbildung 24: Schematischer Aufbau eines Ringelements.

Um die Übertragungsfunktion zu berechnen, wird das Element schematisch wie in Abbildung 24 angenommen. Dort ist in dem Verzögerungsast neben der Verzögerung selbst ein Phasenschieber verzeichnet. Dieser erlaubt später eine bessere Steuerung der Übertragungsfunktion.

Mit der Beschreibung der verbauten Elemente aus den vorherigen Abschnitten kann die Übertragungsfunktion dieses Ringelements geschrieben als [17]:

$$\begin{aligned} \frac{Y}{X} &= c - s^2 \gamma e^{-j\omega\tau} e^{-j\varphi} (1 + c\gamma e^{-j\omega\tau} e^{-j\varphi} + (c\gamma e^{-j\omega\tau} e^{-j\varphi})^2 + \dots) \\ &= \frac{c - \gamma e^{-j\omega\tau} e^{-j\varphi}}{1 - c\gamma e^{-j\omega\tau} e^{-j\varphi}} \end{aligned} \quad (9)$$

Zur Auflösung der unendlichen Reihe wurde die geometrische Reihe genutzt. In Gl. (9) wurde die allgemeine Form eines Kopplers mit einstellbarer Kopplung c genutzt.

Wenn für einen Ring ein 3dB-Koppler verwendet wird, ist $c = \frac{1}{\sqrt{2}}$. Dann hat der Ring einen Freiheitsgrad weniger. Beide Arten von Ringen werden in dieser Arbeit benutzt.

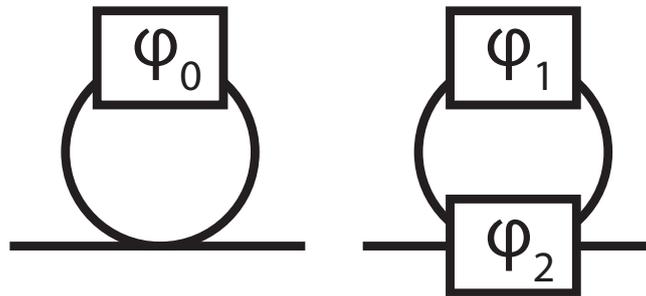


Abbildung 25: Darstellung von Ringelementen mit einem und zwei Freiheitsgraden

Abbildung 25 zeigt die unterschiedlichen Darstellungen für Ringe mit festem und variablem Koppler.

8 Optische Filter

Durch die Verbindung von Einzelkomponenten können komplexere Strukturen aufgebaut werden. Diese optischen Filter sollen von dem Signal durchlaufen werden und die Störeffekte kompensieren. Da Signale betrachtet werden, die aus zwei getrennten Polarisationskomponenten bestehen, hat jeder Filter zwei Eingänge und zwei Ausgänge. Ziel ist, dass an den Ausgängen die beiden vollständig entstornten Polarisationskomponenten ausgegeben werden.

8.1 Aufbau

Um die Transfermatrix eines Filters zu berechnen, müssen die Matrizen der einzelnen Komponenten miteinander multipliziert werden. Dabei ist zu beachten, dass das Signal den Filter von links nach rechts durchläuft. Matrizenmultiplikation ist jedoch nicht kommutativ und die letzte (rechtste) Matrix wirkt als erste auf den Signalvektor. Daher müssen die Matrizen der optischen Komponenten in umgekehrter

Reihenfolge miteinander multipliziert werden. Die erste Filterkomponente muss durch die letzte Matrix in dem Produkt repräsentiert sein.

Das Filter wird durch eine 2×2 -Matrix beschrieben. Einige der optischen Komponenten sind jedoch nur durch eine skalare Übertragungsfunktion definiert. Die korrekte zugehörige Matrix ist eine Einheitsmatrix bei der die Übertragungsfunktion auf ein Diagonalelement gesetzt wird, je nach Position der Komponente.

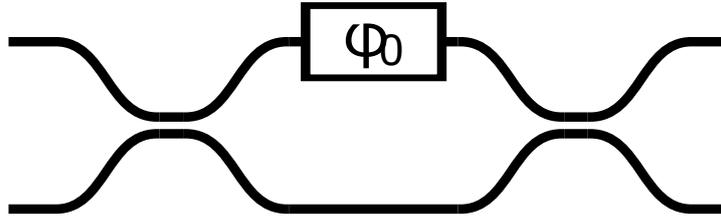


Abbildung 26: Optisches Filter mit drei Komponenten: Zwei Koppler und ein Phasenschieber. Diese Struktur wird auch (symmetrisches) MZI genannt.

Bei einem Filter wie in Abbildung 26 ist ein Phasenschieber in der oberen Ebene verbaut. Diese Komponente wird durch

$$M_{\text{koppler}} \cdot \begin{pmatrix} e^{-j\varphi_0} & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cdot M_{\text{koppler}}$$

beschrieben. Das Verschieben einer Komponente um eine Ebene nach oben oder unten entspricht einem Verschieben der Matrixelemente entlang der Diagonale.

Auf die gleiche Art und Weise kann die Transfermatrix von Filtern bestimmt werden, die mehr als nur zwei Ebenen haben, wie Abbildung 27 zeigt.

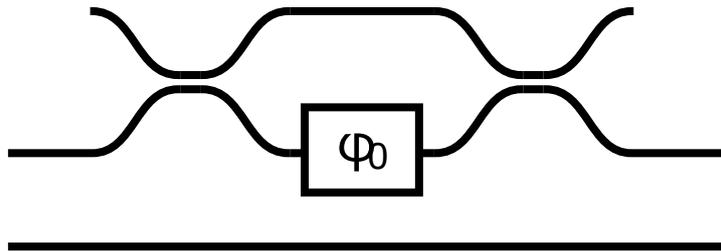


Abbildung 27: Optisches Filter mit drei Ebenen.

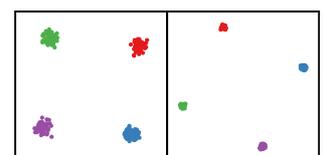
Dort wird die obere Ebene des Filters durch einen Koppler geteilt und wieder an den Ausgang geführt. Die drei Ebenen erfordern, dass alle Komponenten als 3×3 -Matrizen aufgestellt werden müssen, und entsprechend ihrer Position im Filter verschoben werden.

Mit dieser Methode können die Transfermatrizen von beliebig breiten Filtern bestimmt werden. Von den großen resultierenden Matrizen ist für die Übertragung am Ende jedoch nur die 2×2 -Untermatrix relevant, die den beiden Ausgängen entspricht.

$$\begin{pmatrix} \boxed{\text{Koppler}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \boxed{\text{Phase}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \boxed{\text{Koppler}} & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} & m_{13} \\ m_{21} & \boxed{m_{22}} & m_{23} \\ m_{31} & \boxed{m_{32}} & \boxed{m_{33}} \end{pmatrix}$$

Abbildung 28: Bestimmung der Transfermatrix eines Filters mit mehreren Ebenen. Der umrandete Teil der resultierenden Matrix ist der relevante Teil der die Ausgänge beschreibt.

Abbildung 28 illustriert dieses Vorgehen für das Filter aus Abbildung 27. Die Übertragungsfunktionen der einzelnen Komponenten werden passend zu ihrer Position auf dem Filter in eine 3×3 -Einheitsmatrix geschrieben. Von der resultierenden Matrix beschreibt die untere rechte Untermatrix das Verhalten des Filters an den Ausgängen.



8.2 Frequenzeigenschaften

Die Auswirkungen eines Filters lassen sich im Zeit- und Frequenzbereich definieren. Bisher wurden frequenzabhängige Übertragungsfunktionen $H(\omega)$ angegeben. Das Effekt von $H(\omega)$ auf ein Signal $X(\omega)$ ist durch

$$Y(\omega) = H(\omega) \cdot X(\omega)$$

gegeben. Da $H(\omega)$ komplex ist, können Betrag und Phase separat betrachtet werden:

$$H(\omega) = |H(\omega)| \cdot e^{i\phi(\omega)}$$

Die Amplitudenantwort $|H(\omega)|$ gibt an wie stark die einzelnen Frequenzen des Signals gedämpft werden. Mit der Phasenantwort $\phi(\omega)$ lässt sich die Gruppenlaufzeit

$$\tau_{\text{gr}}(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega}$$

definieren. Sie entspricht der Verzögerung des Signals. Diese Größen ermöglichen ein intuitives Verständnis wichtiger Eigenschaften einer Übertragungsfunktion.

Die Übertragungsfunktion von optischen Elementen verläuft immer periodisch. Der Frequenzabstand wird als Freier Spektralbereich (Free spectral range, FSR) bezeichnet.

In Abbildung 29 ist die Amplitudenantwort und die Gruppenlaufzeit für ein Verzögerungselement aufgetragen. Beide Größen sind nicht frequenzabhängig. Die Verzögerung äußert sich in einer konstanten Gruppenlaufzeit.

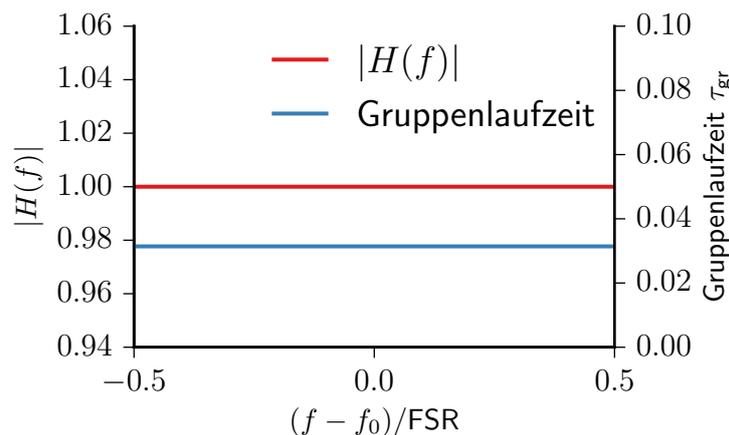


Abbildung 29: Frequenzabhängigkeit der Amplitude und Gruppenlaufzeit eines Verzögerungselements.

In Abbildung 30 ist die Amplitudenantwort und die Gruppenlaufzeit für ein Ringelement mit verschiedenen Parametern aufgetragen.

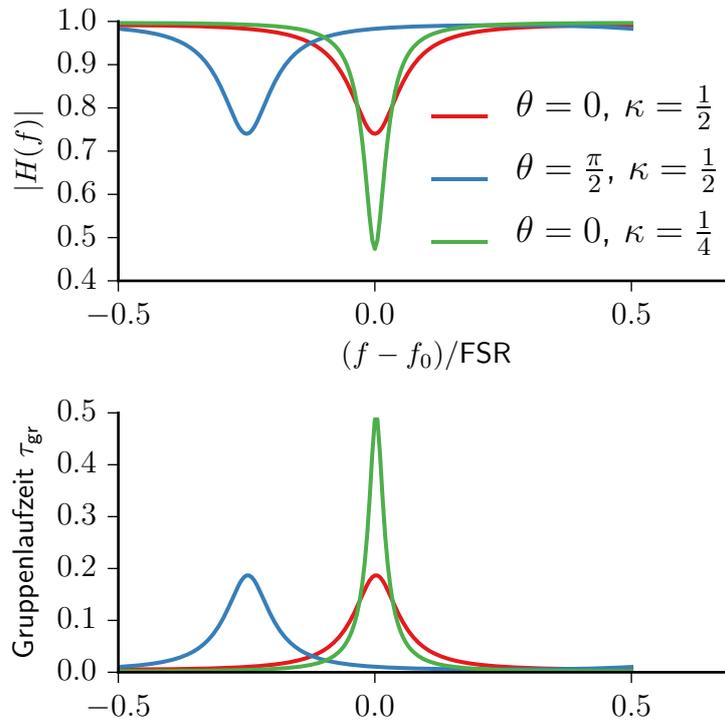


Abbildung 30: Frequenzabhängigkeit der Amplitude und Gruppenlaufzeit eines Ringelements.

Eine Änderung des Parameters θ führt zu einer Verschiebung der Übertragungsfunktion. Im Resonanzfall werden Gruppenlaufzeit und Dämpfung maximal.

Eine weitere wichtige Komponente ist ein asymmetrisches MZI. Der Aufbau ist in Abbildung 31 dargestellt.

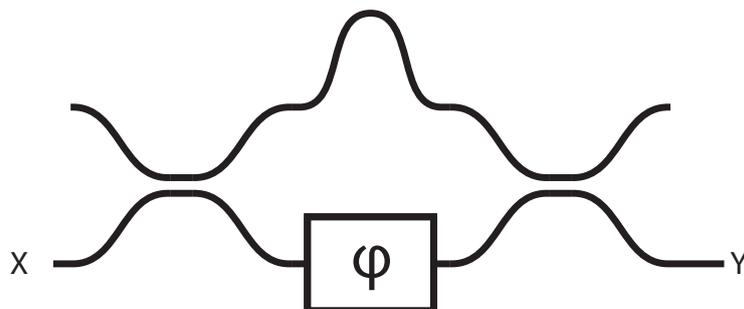
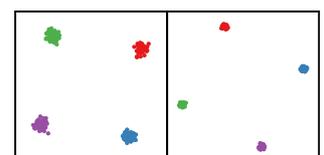


Abbildung 31: Aufbau eines asymmetrischen MZIs.

Die Übertragungsfunktion $\frac{Y}{X}$ ist durch

$$H(\omega) = \frac{1}{2}(e^{i\theta} - \gamma z^{-1})$$

gegeben. Ihr Verlauf ist in Abbildung 32 dargestellt.



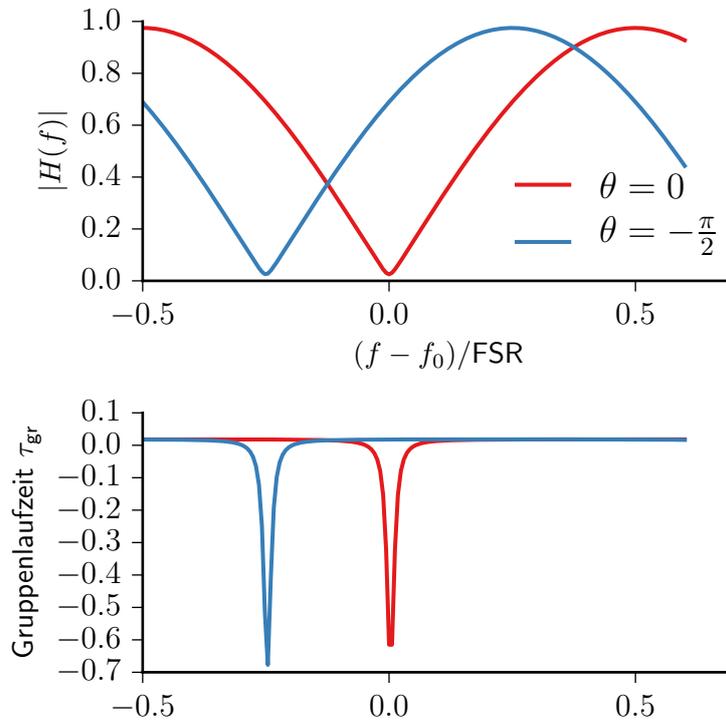


Abbildung 32: Frequenzabhängigkeit der Amplitude und Gruppenlaufzeit eines asymmetrischen MZIs.

Wie bei dem Ringelement ermöglicht auch hier der Phasenschieber eine Verschiebung der Übertragungsfunktion.

8.3 Impulsantwort

Äquivalent zur Übertragungsfunktion $H(\omega)$ die das Frequenzverhalten beschreibt, lässt sich das Zeitverhalten durch die *Impulsantwort* $h(t)$ angeben. Die beiden Größen sind durch Fouriertransformationen miteinander verknüpft wie es in Gl. (10) angegeben ist.

$$\begin{aligned} H(\omega) &= \mathcal{F}(h(t)) \\ h(t) &= \mathcal{F}^{-1}(H(\omega)) \end{aligned} \tag{10}$$

An der Frequenzantwort sind die Eigenschaften eines Filters leichter abzulesen. Anhand des Zeitverhaltens kann jedoch ein wichtiger Unterschied zwischen Filtertypen illustriert werden. Abbildung 33 zeigt den Zusammenhang zwischen Gruppenlaufzeit und Impulsantwort für ein Verzögerungselement und ein Ringelement.

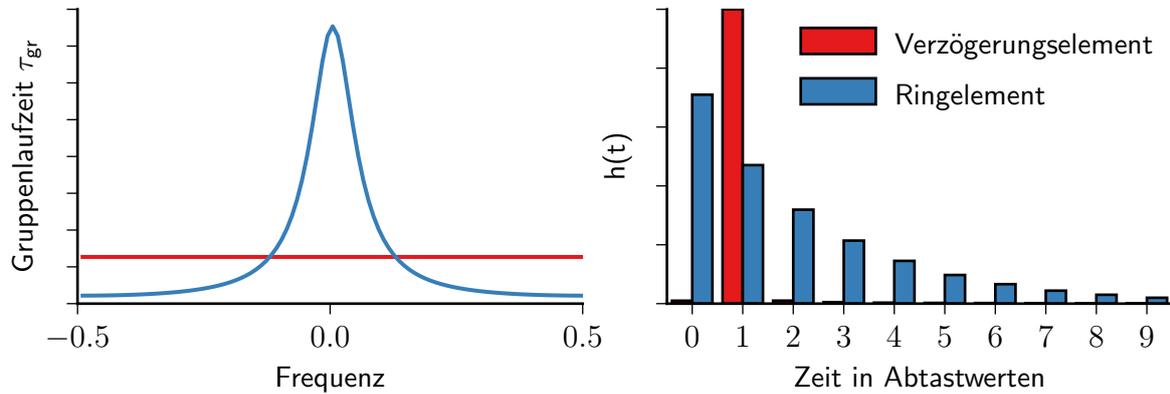


Abbildung 33: Beispiel für den Zusammenhang zwischen Frequenz- und Zeitverhalten für ein Verzögerungselement und ein Ringelement.

Die Impulsantwort des Verzögerungselements verschwindet nach einem bestimmten Zeitpunkt. Das bezeichnet man als endliche Impulsantwort (Finite impulse response, FIR).

Dagegen fällt die Impulsantwort des Ringelements nur asymptotisch gegen 0. Sie hat zu jedem beliebigen Zeitpunkt einen Wert > 0 . Das bezeichnet man als unendlichen Impulsantwort (Infinite impulse response, IIR). Diese Eigenschaft ist in der Rückkopplung im Aufbau des Ringes begründet.

Diese Unterscheidung wird bei optischen Filtern fortgeführt. Enthält ein Filter Ringelemente, so handelt es sich um einen IIR-Filter, ansonsten um einen FIR-Filter. Eine der Fragestellungen, die in dieser Arbeit beantwortet werden soll ist, ob FIR oder IIR Filter besser zur Kompensation der betrachteten Störung geeignet sind.

9 Zufallszahlen

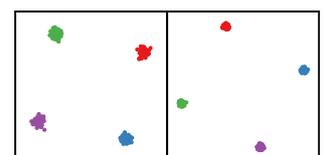
Im Rahmen der Simulationen werden an mehreren Stellen Zufallszahlen benötigt. Dazu wird ein Pseudozufallszahlengeneratoren (pseudo random number generator, PRNG) genutzt. Diese erzeugen eine Zahlenfolge, die statistisch die Eigenschaften von Zufallszahlen besitzen.

Diese Generatoren können mit einem Startwert initialisiert werden welcher die Zahlenfolge festlegt. Ein bestimmter Startwert resultiert also immer in der gleichen Folge von Zufallszahlen. Diese deterministische Eigenschaft ist wichtig um Simulationen reproduzierbar zu machen. So können trotz veränderlichen Rahmenbedingungen immer die gleichen Zufallszahlen als Eingangsgrößen genutzt werden.

Zufallszahlen werden in dieser Arbeit an vier Stellen benutzt:

- Zur Erzeugung der Bitsequenz des Signals
- Zur Erzeugung des Rauschens
- Zur Erzeugung des Störung
- Zur Steuerung der Optimierung

Als Generator wird der Mersenne-Twister PRNG mit der Implementierung aus [20] genutzt. Dieser Algorithmus ist weit verbreitet und erzeugt Zufallszahlen von hoher Qualität.



Teil III

Durchführung und Methoden der Auswertung

Ziel dieser Arbeit ist es, durch Simulationen die Leistungsfähigkeit optischer Filter zu vergleichen. Dazu wird bei jedem Filter ein Satz von Filterkoeffizienten gesucht, der das EVM-Kriterium minimiert. Diese Optimierung wird bei einer großen Anzahl verschiedener Störungen vorgenommen.

In diesem Teil der Arbeit werden zunächst Details zur Erzeugung des Signals und der Störung angegeben. Es folgt eine Untersuchung des Optimierungsproblems sowie Überlegungen zur Auswertung der Ergebnisse. Zuletzt werden Details der numerischen Implementierung diskutiert.

10 Signalerzeugung

Das Signal soll nach dem QPSK-Modulationsverfahren erzeugt werden, wie es in Abschnitt 4 eingeführt wurde. Aufgrund der polarisationsabhängigen Störungen und optischen Filter erfolgt die Rechnung mit zwei Polarisationen. Es werden 256 Symbole pro Polarisation simuliert. Das Signal wird mit zwei Abtastpunkten pro Symbol abgetastet und besteht daher aus 512 Abtastpunkten pro Polarisation.

Die Symbolrate gibt die Anzahl von übertragenen Symbolen pro Zeiteinheit an. Sie wird auf 32 GBd festgelegt, was modernen Übertragungsstrecken entspricht. Die Symboldauer beträgt damit

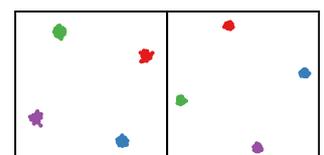
$$T = \frac{1}{f} = 31,25 \text{ ps}$$

Die Bitsequenz für das Signal wird einmalig durch einen PRNG erzeugt und für alle Simulationen verwendet um die Vergleichbarkeit zu gewährleisten.

Nach der Signalerzeugung folgt das Hinzufügen des Rauschens. Vor und nach dem Rauschgenerator wird wie in Abschnitt 6.4 ein Optimalfilter angewandt. Um die Stärke des Rauschens festzulegen wird die BER betrachtet. Diese ist durch

$$\text{BER} = \frac{N_{\text{fehlerhaft}}}{N_{\text{gesamt}}}$$

definiert. Dabei geben $N_{\text{fehlerhaft}}$ und N_{gesamt} die Anzahl von Bits an, die korrekt beziehungsweise fehlerhaft übertragen werden. Das Rauschen wird so eingestellt, dass eine BER von $\frac{1}{1000}$ erreicht wird. Bei dieser BER kann durch Verwendung von Fehlerkorrekturen eine nahezu Fehlerfreie Übertragung erreicht werden. Dieser Wert bezieht sich auf ein Signal bei dem weder PDL- oder PMD-Störeffekte, noch optische Filter simuliert werden. Abbildung 34 zeigt den Zusammenhang zwischen OSNR und BER für verwendeten Parameter der Simulationen.



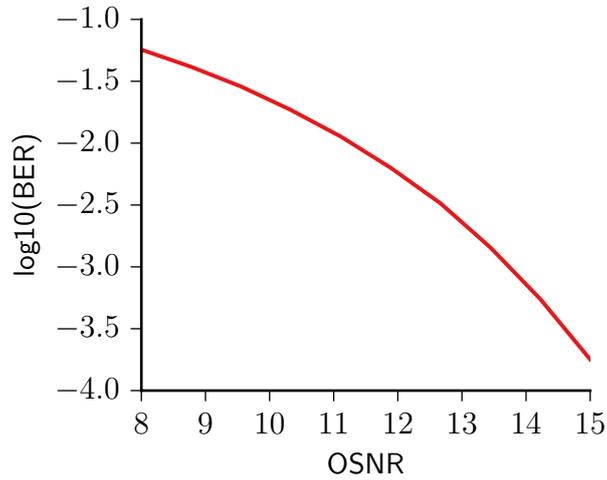


Abbildung 34: Größe der BER in Abhängigkeit von OSNR für die Simulation.

Eine BER wird bei einem OSNR von 13,75 dB erreicht. Dieser Rauschabstand wird für die Simulationen verwendet.

11 Störung

Die Theorie der simulierten PMD- und PDL-Effekte ist in Abschnitt 6 aufgeführt. Ziel der Arbeit ist es, realistische Parameter für diese Effekte anzunehmen. Dafür wurde bei der PDL eine mittlere Dämpfung von 0,5 dB pro Element bei 20 Elementen angenommen. Für die PMD werden 100 Elemente mit einem Erwartungswert von 8 ps für die gesamte Gruppenlaufzeit generiert.

Die Verteilung der PMD-Elemente zwischen die PDL-Elemente erfolgt gleichmäßig. Zwischen den PDL-Elementen sowie vor dem ersten und nach dem letzten liegen gleich viele PMD-Elemente.

Die Winkel aller Elemente werden zufällig auf dem Äquator der Poincaré-Kugel verteilt. Die Werte der PDL_{dB} werden durch eine Normalverteilung mit $\sigma = 0,1 \cdot \mu$ erzeugt. Die τ der PMD werden durch eine Normalverteilung mit $\sigma = 0,2 \cdot \mu$ erzeugt.

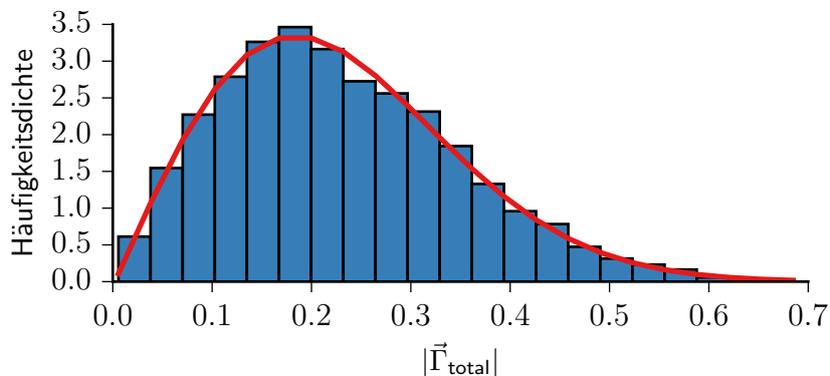


Abbildung 35: Verteilung der PDL-Stärken als Histogramm. Generiert aus einer großen Zahl von PDL-Störungen mit unterschiedlichen Startwerten für den verwendeten PRNG. In Rot ist zum Vergleich die Theoriekurve einer Rayleigh-Verteilung eingezeichnet.

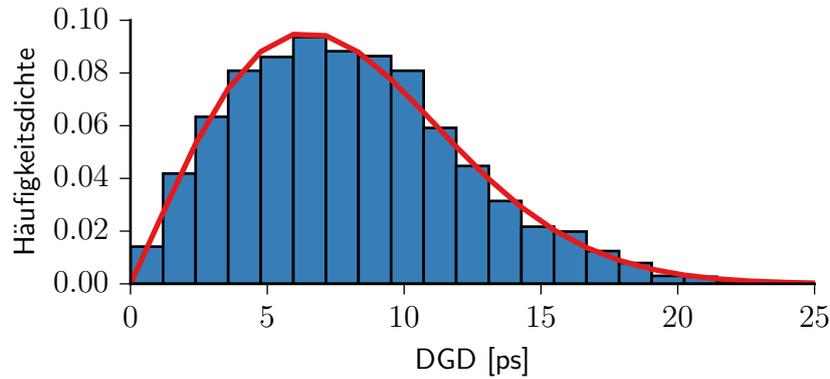


Abbildung 36: Verteilung der Gruppenlaufzeiten τ als Histogramm. Generiert aus einer großen Zahl von PMD-Störungen mit unterschiedlichen Startwerten für den verwendeten PRNG. In rot ist zum Vergleich die Theoriekurve einer Rayleigh-Verteilung eingezeichnet.

Wie in der Theorie hergeleitet wird erwartet, dass sowohl $|\vec{\Gamma}_{\text{total}}|$ als auch die DGD der PMD durch eine Rayleigh-Verteilung gegeben ist. Abbildungen 35 und 36 zeigen die Ergebnisse und bestätigen diese Annahme.

12 Optimierung

Um die Leistungsfähigkeit eines Filters zu bewerten muss zunächst ein optimaler Satz von Filterkoeffizienten $\vec{\varphi}$ gefunden werden. Diese sollen das EVM-Kriterium minimieren. Es handelt sich mathematisch um ein Optimierungsproblem bei dem das globale Minimum der Funktion $f(\vec{x})$ gefunden werden soll. Dabei entspricht $f(\vec{x})$ einer Berechnung der EVM bei einem Satz von Filterkoeffizienten $\vec{\varphi}$.

12.1 Konvexe und nicht-konvexe Optimierung

Bei Optimierungsproblemen unterscheidet man zwei Kategorien, die das Vorgehen zur Lösung vorgeben. Diese sind konvexe und nicht-konvexe Optimierung. Die Ausdrücke beziehen sich auf die betrachtete Funktion.

Konvex bedeutet in diesem Zusammenhang, dass die Verbindungslinie zwischen zwei beliebigen Punkten der Funktion nur Punkte enthält, die auf oder oberhalb des Funktionsgraphen liegen.

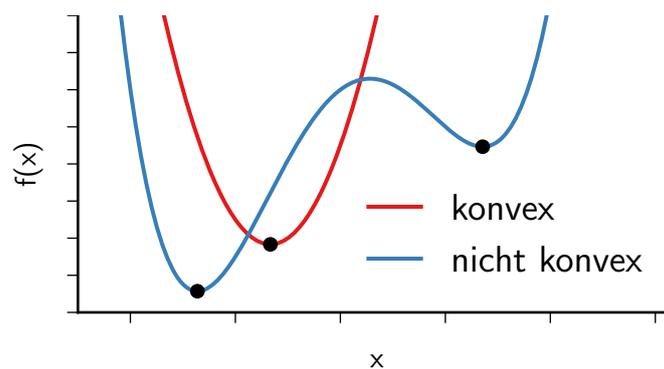
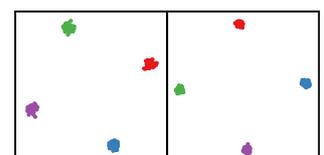


Abbildung 37: Beispiel für eindimensionale konvexe und nicht-konvexe Funktionen. Die Minima sind durch schwarze Punkte markiert.

Abbildung 37 illustriert beide Fälle. Die entscheidende Eigenschaft konvexer Funktionen liegt darin, dass jedes lokale Minimum auch ein globales Minimum ist. Ist dies erfüllt, so genügen zur Minimierung Algorithmen, die sich auf die Suche eines lokalen Minimums beschränken. Diese konvergieren deutlich schneller als jene zur globalen Optimierung.



Um das korrekte Vorgehen zur Optimierung zu bestimmen, soll untersucht werden, ob es sich bei optischen Filtern um ein konvexes Problem handelt oder nicht. Dazu wird am Beispiel eines einfachen Filters die EVM in Abhängigkeit von den Filterkoeffizienten berechnet. Im Allgemeinen ist dieser Variablenraum je nach Filter hochdimensional. Für diese Untersuchung genügt jedoch ein einfaches Filter wie es in Abbildung 38 dargestellt ist.

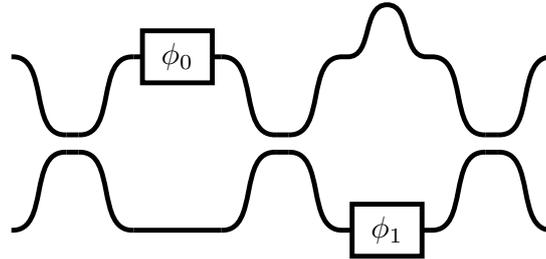


Abbildung 38: Einfaches optisches Filter mit zwei Phasenschiebern.

Dieses Filter enthält zwei Phasenschieber und damit auch zwei Freiheitsgrade. Der Zustandsraum wird engmaschig abgetastet um den Verlauf der EVM zu erhalten.

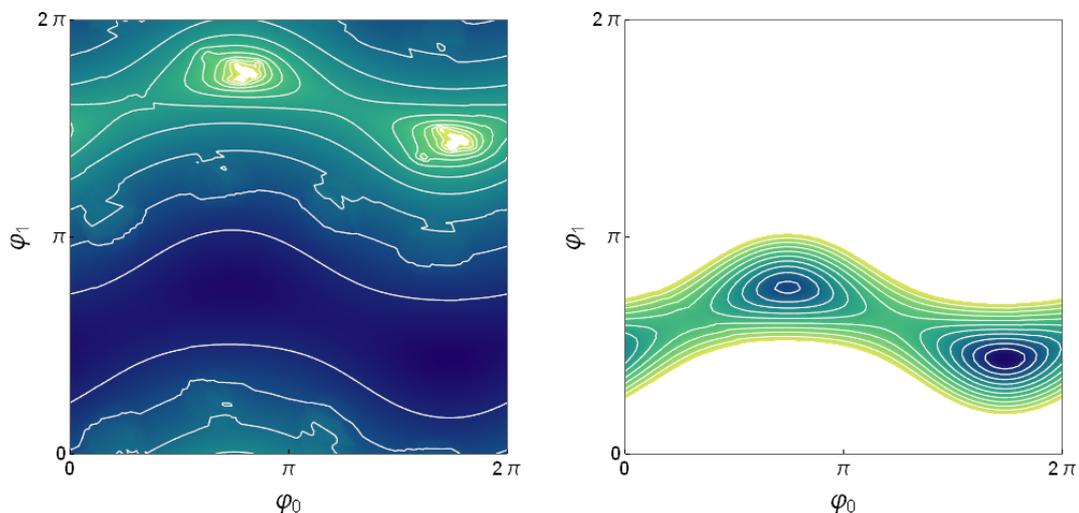


Abbildung 39: EVM-Werte eines einfachen Filters. Die Achsen spannen den Zustandsraum der beiden Phasenschieber auf. Hellere Farben entsprechen höheren EVM Werten. *Links:* Ganzes Spektrum der EVM-Werte. *Rechts:* Beschränkung auf EVM-Werte in der Nähe der Minima.

Wie man in Abbildung 39 sehen kann, ist die Struktur des EVM,Verlaufs bereits bei diesem einfachen Filter von hoher Komplexität. Wie erwartet verläuft der Raum periodisch. Neben zwei Polstellen sind zwei getrennte lokale Minima erkennbar. Diese besitzen unterschiedliche EVM-Werte. Es handelt sich also um ein nicht-konvexes Problem und bedarf eines globalen Optimierungsverfahrens.

12.2 Globale Optimierungsverfahrens

Nicht-konvexe Zustandsräume können eine beliebig hohe Zahl lokaler Minima aufweisen. Im Allgemeinen kann keine Lösung des Problems in endlicher Zeit garantiert werden. Es gibt verschiedene Ansätze, um diese Art von Problem in möglichst geringer Zeit zu lösen. Um das beste Vorgehen für die Optimierung der Filter zu finden, wurden mehrere weit verbreitete Verfahren auf das Problem angewandt und miteinander verglichen.

Differential evolution (DE)[28] ist ein evolutionärer Algorithmus. Er basiert darauf eine Population von vielen unabhängigen lokalen Optimierungen miteinander zu kombinieren. Durch Mutation und Auswahl der besten Kandidaten wird so versucht das globale Minimum zu finden.

Basin-hopping [32] ist ein Verfahren welches oft genutzt wird, um hochdimensionale Probleme zu minimieren, die einer Energie entsprechen. Dabei wird vor allem das Problem gelöst, dass Minima durch eine hohe Barriere getrennt sein können, die sie unzugänglich für lokale Verfahren macht. Daher wird bei diesem Verfahren auch ein energetisch ungünstiger Zustand mit einer Wahrscheinlichkeit > 0 ermöglicht.

Eine Erweiterung dieses Verfahrens ist „Basin-hopping with jumping“ [12] und wird ebenfalls betrachtet. Dabei wird in regelmäßigen Abständen während der Optimierung ein größerer Sprung im Variablenraum eingefügt. Das ist eine weitere Maßnahme um Barrieren zwischen weit entfernten Minimas zu überwinden.

Das einfachste Verfahren für diesen Vergleich basiert auf einer Wiederholung von n lokalen Optimierungen. Diese werden bei zufällig gewählten Startwerten in dem Zustandsraum begonnen. Der kleinste Funktionswert all dieser Einzelschritte wird dann als Minimum gewählt.

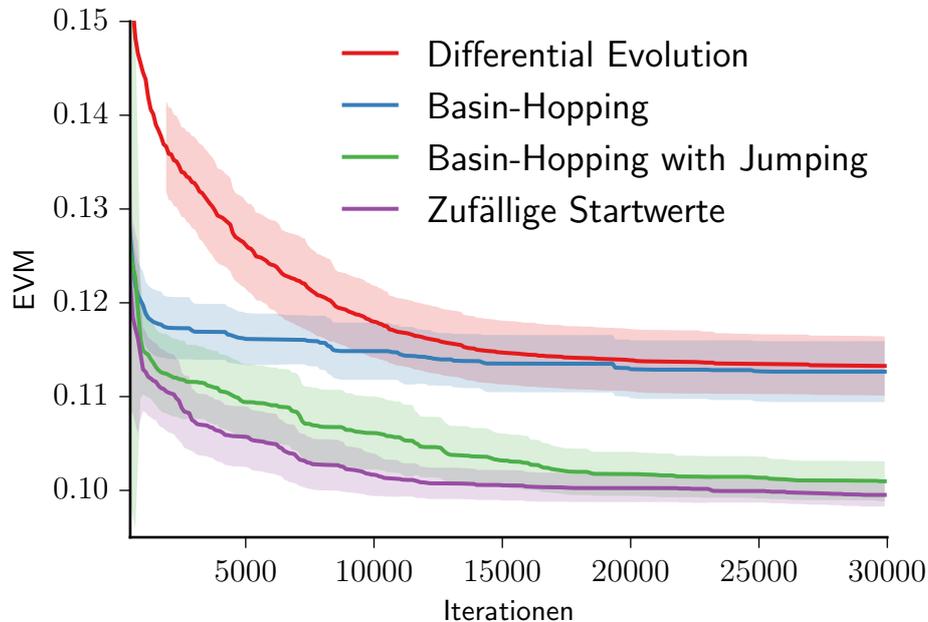


Abbildung 40: Vergleich zwischen verschiedene globale Optimierverfahren. Gezeigt wird der Verlauf der EVM während der Optimierung. Die Anzahl der Iterationsschritte ist proportional zur benötigten Rechenzeit. Das Ergebnis ist über eine große Zahl von verschiedenen Störungen gemittelt. Die schattierten Bereiche markieren den Fehler der Rechnung und entsprechen einer Standardabweichung.

Abbildung 40 zeigt das Ergebnis des Vergleichs. Am besten geeignet für die vorliegende Problemstellung ist demnach die wiederholte lokale Optimierung von zufällig gewählten Startwerten. Dieses Verfahren minimiert die EVM am schnellsten und wird für das weitere Vorgehen verwendet.

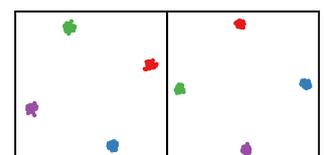
Zur lokalen Optimierung wird das BFGS Verfahren [22] verwendet.

12.3 Abbruchkriterium

Eine Eigenschaft dieser nicht-konvexen Probleme ist, dass die Algorithmen zur Lösung nicht terminieren. Auch bei dem verwendeten Verfahren kann nach endlicher Zeit nicht festgestellt werden ob alle Minima gefunden wurde.

Erschwerend kommt die hohe Anzahl von Dimensionen des Zustandsraums hinzu. Das Volumen des Raums steigt exponentiell mit der Anzahl der Dimensionen. Dieses Problem wird auch „Fluch der Dimensionalität“ genannt [2]. Große optische Filter können 20 oder mehr Freiheitsgrade besitzen. Die Anzahl der nötigen EVM-Berechnungen, um diese Räume nur mit geringer Dichte abzutasten, übersteigt schnell die Grenzen des technisch Machbaren.

Es wird ein geeignetes Abbruchkriterium für die Optimierung gesucht. Dafür soll die Anzahl der Minima festgelegt werden die durch lokale Optimierer gefunden werden. Je mehr Minima betrachtet werden, desto höher ist die Wahrscheinlichkeit, dass das globale Minimum gefunden wurde. Um den idealen Wert



dafür zu finden, werden Optimierungen eines Filters für viele verschiedene Störungen vorgenommen. In Abbildung 41 ist der Verlauf dieser Optimierungen dargestellt.

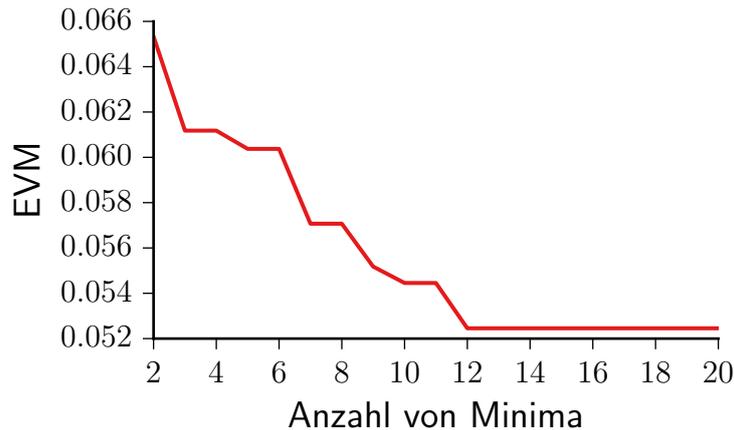


Abbildung 41: Verlauf von Optimierungen der EVM, gemittelt über viele verschiedene Störungen.

Die Werte für die EVM sinken während der Anfangsphase der Optimierung zunächst schnell. Ab 13 oder mehr Minima ist jedoch keine weitere Verbesserung der EVM zu beobachten. Um sicherzustellen, dass bei allen Filtern und Störungen die Optimierung in dem Auffinden des globalen Minimums resultiert, wird ein Abbruchkriterium von 20 Minima eingestellt.

13 Funktionsauswertung

Das beschriebene Optimierverfahren basiert auf der Berechnung der EVM bei einem vorgegebenen Vektor von Filterkoeffizienten $\vec{\varphi}$. Dazu wird angenommen, dass das gestörte Signal \vec{S} sowie die Transfermatrix des Filters M_{Filter} vorliegt.

13.1 Auswerten und Anwenden der Filtermatrix

Zunächst muss M_{Filter} bei $\vec{\varphi}$ ausgewertet werden. In den Matrixelementen bleiben frequenzabhängige Funktionen mit der Frequenz als einziger Freiheitsgrad. Diese werden an den Frequenzen des Signals ausgewertet. Da das Signal mit 512 Abtastwerten erzeugt wird, gibt es auch 512 Frequenzkomponenten.

Das Anwenden des Filters auf das Signal geschieht durch Matrixmultiplikation für jede Frequenzkomponente einzeln.

$$\vec{S}'(\omega) = M_{\text{Filter}}(\omega) \cdot \vec{S}(\omega)$$

13.2 Bestimmung der Symbolmitten

Das Signal wird anschließend durch eine inverse schnelle Fourier-Transformation (Fast Fourier-Transform, FFT) in den Zeitbereich überführt. Durch die Störung und Filter sind die Symbole zeitlich gegenüber ihrer Ausgangsposition verschoben. Dies führt dazu, dass sie nicht mehr am optimalen Zeitpunkt abgetastet werden. Zur Korrektur werden die Symbolmitten bestimmt und das Signal so verschoben, dass die Abtastzeitpunkt mit den Symbolmitten übereinstimmen. Dies geschieht für beide Polarisierungen separat.

Das Signal hat eine Abtastrate von 2 Abtastwerten pro Symbol. Dies erlaubt nur eine Verschiebung um die halbe Symbollänge. Bei $T = 31,25 \text{ ps}$ ist dies deutlich größer als die auftretenden Verschiebungen. Daher erfolgt zunächst eine Abtastratenerhöhung (engl.: upsampling) um den Faktor n_{ups} .

Dazu wird das im Zeitbereich vorliegende Signal durch eine FFT in den Frequenzbereich überführt. Dort wird die Zahl der Frequenzkomponenten von 512 auf $n_{\text{ups}} \cdot 512$ erhöht. Die neu hinzugefügten Frequenzkomponenten werden auf 0 gesetzt. Nach der Rücktransformation in den Zeitbereich ist die

Erhöhung der Abtastrate abgeschlossen. Abbildung 42 zeigt einen Teil des Signals vor und nach diesem Vorgang im Zeitbereich.

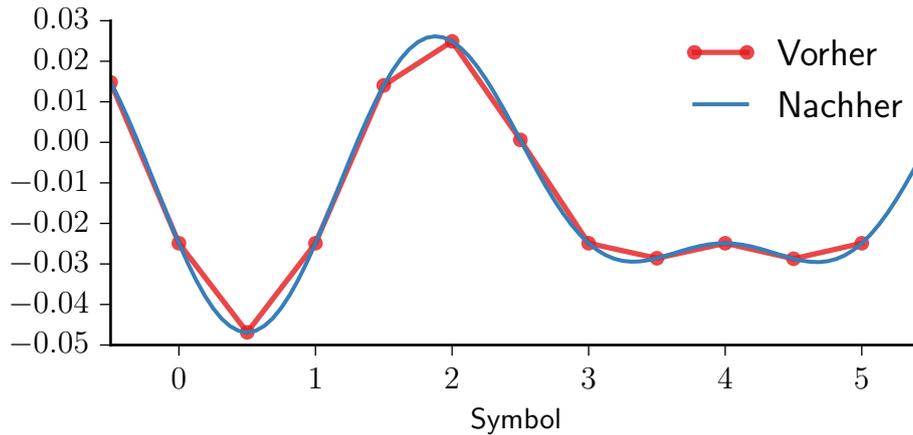


Abbildung 42: Signalverlauf vor und nach der Erhöhung der Abtastrate um den Faktor 8.

Jedes Symbol ist jetzt mit $2n_{\text{ups}}$ Abtastwerten gespeichert. Ziel ist die optimale Taktphase zu finden. Das ist der Index des Abtastwertes für jedes Symbol. Nach [26] ist die optimale Taktphase dann erreicht, wenn die Standardabweichung des Betrages des Signals minimal wird. In Abbildung 43 ist so ein Verlauf dargestellt.

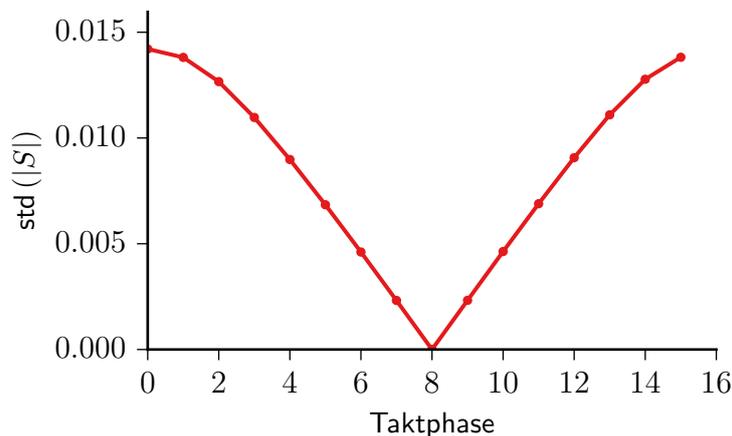


Abbildung 43: Beispiel für die Bestimmung der optimalen Taktphase für $n_{\text{ups}} = 8$. Aufgetragen ist der Verlauf der Standardabweichung des Signalbetrags.

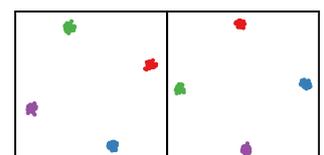
Mit der optimalen Taktphase kann das Signal an den Symbolmitten abgetastet werden. Das Ergebnis ist das Signal, welches pro Symbol nur noch einen Abtastwert besitzt.

13.3 Korrelationskorrektur

Für den Fall, dass die Verzögerung durch die Störung und das Filter größer ist als eine halbe Symbollänge, sind die Symbole der Polarisierungen gegeneinander verschoben. In einem realen Übertragungssystem kann so eine Verschiebung ausgeglichen werden. Daher wird dieser Fall auch in der Simulation behandelt und korrigiert. Dazu wird die Kreuzkorrelation R_{AB} der Beträge der Polarisierungen berechnet. Die Kreuzkorrelation ist durch

$$R_{xy}(\tau) = \sum_i x(i + \tau) \cdot y^*(i)$$

gegeben. Sie gibt an, bei welcher Verschiebung τ die beiden Funktionen am stärksten miteinander korrelieren. Bei den meisten Fällen von Störung und Filter reicht die gemeinsame Verschiebung nicht aus, um die Symbolmitten gegeneinander zu verschieben. Kommt es jedoch zu so einer Verschiebung von einem oder mehr Symbolen, so wird diese durch eine gegensätzliche Verschiebung korrigiert.



Diese Korrelationskorrektur ist während der Simulationen insbesondere bei IIR-Filtern und bei FIR-Filtern mit vielen aufeinanderfolgenden Verzögerungselementen aktiviert worden.

Zuletzt wird der EVM-Wert berechnet wie es Abschnitt 5 beschrieben ist. Diese Berechnung geschieht für beide Polarisationen unabhängig voneinander. Als Kriterium wird der Mittelwert dieser beiden EVM-Werte verwendet.

14 Rechenzeit

Während einer Optimierung wird der Iterationsschnitt aus Abschnitt 13 zur Bestimmung der EVM sehr oft ausgeführt. Die Rechenzeit, die für einen Durchlauf benötigt wird ist proportional zur Gesamtlaufzeit aller Berechnungen. Daher ist eine möglichst geringe Zeitdauer für einen Iterationsschnitt von entscheidender Bedeutung für die Möglichkeiten der Untersuchung.

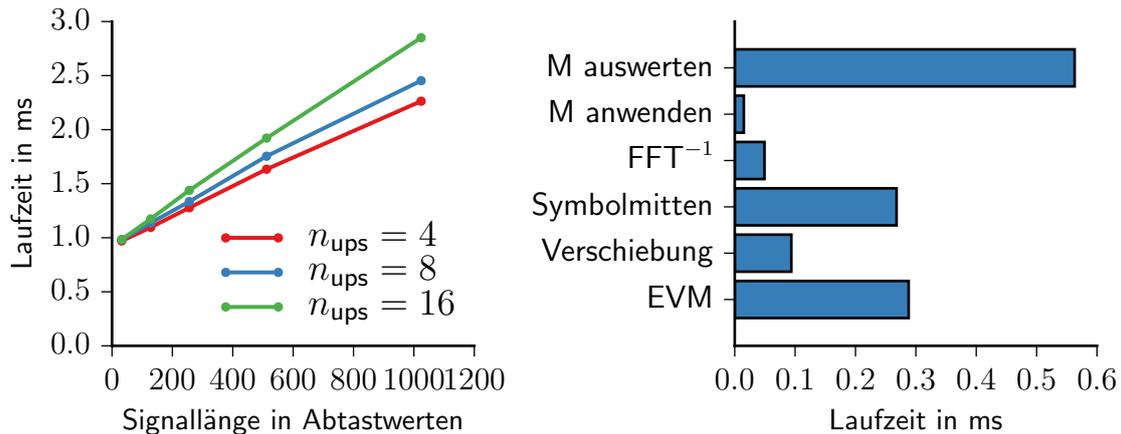


Abbildung 44: Übersicht über das Laufzeitverhalten der Simulation. *Links:* Abhängigkeit der Laufzeit einer Iteration von der Signallänge und dem upsampling-Faktor n_{ups} . *Rechts:* Anteil einzelner Simulationsschritte an der gesamten Rechenzeit.

Abbildung 44 zeigt wie sich die Rechenzeit einer Iteration bei unterschiedlichen Rahmenbedingungen entwickelt. Eine Änderung des Parameters n_{ups} der Abtastratenerhöhung hat keine großen Auswirkungen. Die Laufzeit skaliert jedoch in etwa linear mit der Signallänge.

Dabei beherrscht die Auswertung der Transfermatrix M_{Filter} die Rechezeit und hat typischerweise Anteile von zwei Dritteln oder mehr. Bei großen Filterstrukturen mit vielen Freiheitsgraden wird diese Berechnung noch aufwendiger. Das folgt aus der steigenden Komplexität der Übertragungsfunktionen in den Elementen der Filtermatrix.

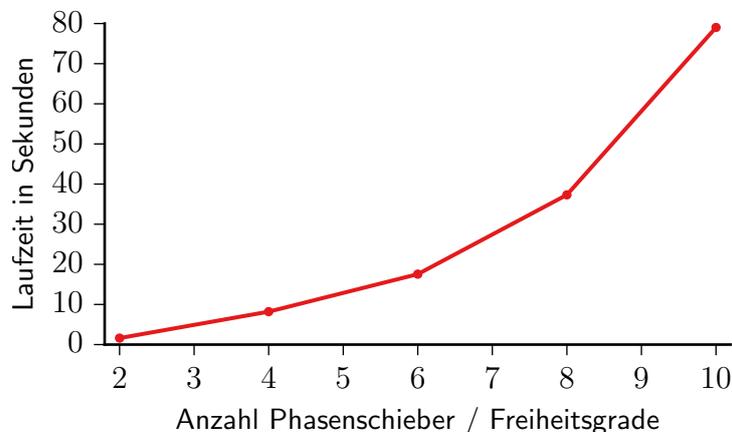


Abbildung 45: Typische Abhängigkeit der Laufzeit einer vollständigen Optimierung von der Anzahl der Phasenschieber.

Abbildung 45 zeigt den Verlauf der Rechenzeit für die Optimierung eines Filters für eine einzige Störung in Abhängigkeit von der Anzahl der Phasenschieber. Dazu wurden verschiedene Ordnungen des gleichen Filters betrachtet. Obwohl die Auswertung der Filtermatrix der einzige Rechenschritt ist, der mit der Zahl der Freiheitsgrade skaliert, zeigt die Rechenzeit dennoch einen starken Anstieg.

Es wurde großer Wert auf die Optimierung der Laufzeit gelegt. Dazu wurden bei allen laufzeitkritischen Teilen der Berechnung wenn möglich auf spezialisierte Bibliotheken und Programme zurückgegriffen. Die FFTs werden mit der FFTW Bibliothek [9] durchgeführt. Die Auswertung der Filtermatrix bei $\vec{\varphi}$ und den Frequenzen wurde mit Numexpr [5] vorgenommen.

Der zusätzliche Rechenaufwand für das Steuern der Optimierung ist gering gegenüber der Laufzeit der einzelnen Iterationen und kann vernachlässigt werden.

15 Fehler und Vergleichbarkeit

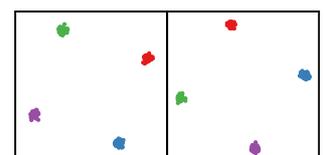
Das Ergebnis einer Optimierung hängt von den Parametern der Störung und dem verwendeten Filter ab. Sind diese Rahmenbedingungen gleich, so sollte jede Rechnung in der gleichen EVM resultieren. In der Praxis basiert das Vorgehen an mehreren Stellen auf der Nutzung von Zufallszahlen die durch PRNGs generiert werden. Die PRNGs erzeugen wie in Abschnitt 9 beschrieben eine Folge von Zufallszahlen die von dem Startwert abhängt. Es soll diskutiert werden, wie die Wahl von Startwerten die Rechnung beeinflusst, und wie trotz der Nutzung von Zufallszahlen die Ergebnisse reproduzierbar gemacht werden.

Bei der Signalerzeugung werden PRNGs benutzt um die Bitsequenz zu generieren. Je größer die Signallänge ist, desto geringer ist der Einfluss des Startwerts dieses PRNGs. Aufgrund der hohen Anzahl von Bits spielt dann die genaue Verteilung eine immer geringere Rolle. Die Wahl der Signallänge ist daher ein Kompromiss aus Stabilität der EVM und der Rechenzeit. Bei der gewählten Signallänge von 512 Abtastwerten beträgt die relative Schwankung der EVM zwischen unterschiedlichen Startwerten für die Signalerzeugung weniger als 0,01 %. Der Einfluss dieses PRNGs kann daher für die weitere Betrachtung vernachlässigt werden. Trotzdem wird bei allen Simulationen die gleiche Bitsequenz benutzt um diesen Einfluss völlig auszuschliessen.

Das verwendete Optimierverfahren startet eine Reihe von lokalen Optimierungen von zufälligen Startpunkten. Diese Startpunkte werden ebenfalls von PRNGs festgelegt. Der Verlauf der lokalen Optimierungen ist jedoch vollkommen deterministisch. Eine Änderung der PRNG-Startwerte führt daher auch zu einer sehr kleinen Änderung der resultierenden EVM. Zwar kann es zu Unterschieden in einzelnen EVM-Werten kommen – das Endergebnis ist jedoch durch das Minimum all dieser lokalen Optimierungen gegeben. Bereits bei 5 oder mehr lokalen Optimierungen konnte keine Abweichung dieses Ergebnisses vom Startwert des PRNGs mehr festgestellt werden. Trotzdem werden bei allen Optimierungen die gleichen Startpunkte für die Optimierung genutzt.

Auch das Signalrauschen wird durch einen PRNG erzeugt. Um das Rauschen einer realen Übertragungsstrecke zu simulieren, müsste bei jeder Iteration während der Optimierung ein neues Rauschen erzeugt werden. Das würde die Rechenzeit deutlich erhöhen. Desweiteren ist kein Filter in der Lage, so ein stochastisches Rauschen zu kompensieren. Die Optimierung wird deswegen mit einem rauschfreien Signal durchgeführt. Nachdem so die optimalen Filterparameter gefunden wurden, wird für die resultierende EVM ein Rauschen auf das Signal hinzugefügt. Auf diese Weise kann das Filter das Rauschen nicht kompensieren, wie es auf einer realen Übertragungsstrecke der Fall ist. Der Einfluss des Rauschens wird trotzdem korrekt angewandt.

Schließlich wird auch die Störung durch einen PRNG erzeugt. Dessen Startwerte haben großen Einfluss auf die EVM des Signals vor und nach der Kompensation durch ein optisches Filter.



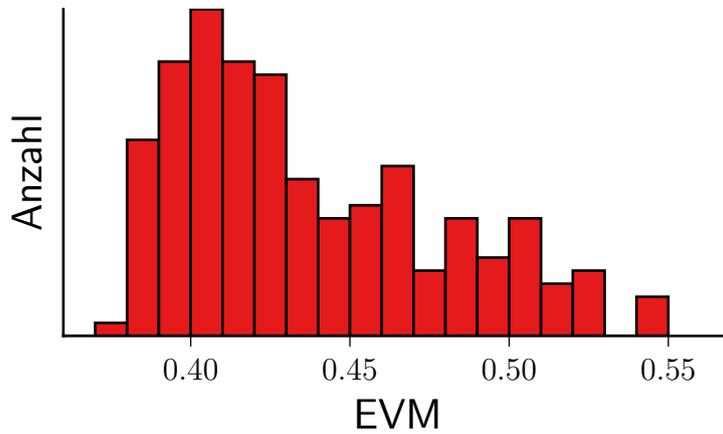


Abbildung 46: Histogramm der Verteilung von EVM-Werten eines Signals welches durch ein optisches Filter entstört wurde.

Abbildung 46 zeigt die EVM-Verteilung eines Signals nach Entstörung durch ein optisches Filter. Die durchschnittliche EVM dieses Filters ist 0,45. Die Verteilung besitzt jedoch eine große Streuung. Nur 25,5% der Werte liegen innerhalb von einer Standardabweichung um den Mittelwert. Die Breite der Verteilung ist bei allen Filtern vergleichbar groß. Ein Vergleich der EVM zwischen verschiedenen Filtern scheint damit schwierig.

In einem direkten Vergleich der EVM-Werte unterschiedlicher Filter zeigt sich jedoch eine große Ähnlichkeit im Verlauf. Um dies zu untersuchen werden bei zwei Filtern für die gleichen 100 Störungen die EVM-Werte gegeneinander aufgetragen.

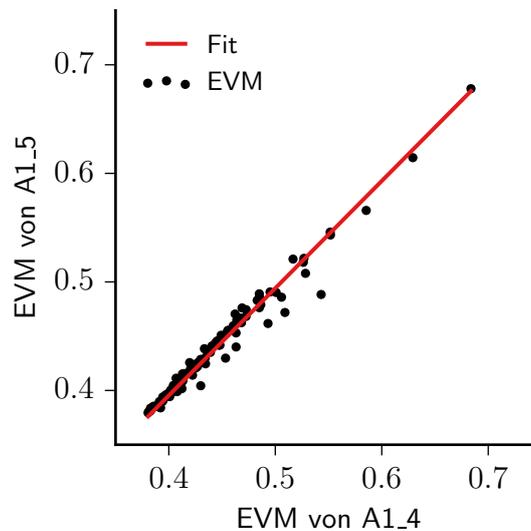


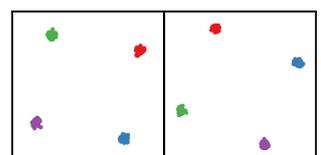
Abbildung 47: Direkter Vergleich der EVM-Verteilungen von zwei unterschiedlichen Filtern bei den gleichen 100 Störungen.

Abbildung 47 zeigt diesen Vergleich. Die EVMs korrelieren deutlich miteinander. Zur Quantifizierung dieser Korrelation wird der Korrelationskoeffizient

$$\text{Korr}(A, B) = \frac{E((A - E(A)) \cdot (B - E(B)))}{\sigma(A) \cdot \sigma(B)}$$

berechnet. Dabei ist σ die Standardabweichung und $E(X)$ der Erwartungswert von X . Der Korrelationskoeffizient beträgt 0,99. Zwischen den EVMs der beiden Filter gibt es daher einen nahezu linearen Zusammenhang. Die Korrelation zwischen allen in dieser Arbeit betrachteten Filter liegt über 0,85.

Für den direkten Vergleich der EVM-Werte zwischen zwei Filtern spielt der Startwert für den PRNG der Störung daher nur eine sehr geringe Rolle. Diese Ergebnis wird genutzt indem bei allen Vergleichen die gleichen Startwerte für den PRNG der Störungen benutzt werden. Trotz der großen Schwankung der EVM-Verteilung ist dadurch eine Vergleichbarkeit schon bei einer geringen Zahl von Störungen gegeben.



Teil IV

Ergebnisse und Diskussion

Das Hauptziel dieser Arbeit besteht darin eine Filterstruktur zu finden, welche die betrachteten Störungen optimal kompensiert. Im Allgemeinen wird dabei erwartet, dass die Leistungsfähigkeit mit steigender Filtergröße skaliert. Eine größere Anzahl von Phasenschiebern ermöglicht eine bessere Kontrolle über die Übertragungsfunktionen. Jedoch steigt damit auch der Aufwand zur Optimierung, daher werden Filter gesucht die die Entstörung mit möglichst wenigen Phasenschiebern bewältigen.

Zur eindeutigen Identifizierung und Unterscheidung der Filterstrukturen wird ein Namensschema eingeführt. Dies hat die Form eines großen Buchstabens gefolgt von einer Ziffer, beispielsweise „A1“ oder „C4“. Die Unterschiede zwischen Filtern mit dem gleichen Buchstaben sind geringfügig. Auf diese Weise werden Filter gruppiert, bei denen nur eine Verschiebung von Elementen oder ein Austausch von Verzögerungs- und Ringelementen vorgenommen wird.

Größere strukturelle Unterschiede gehen mit einem Wechsel des Buchstaben einher. Das entspricht oft einem Wechsel auf ein Filterdesign eines anderen Autors.

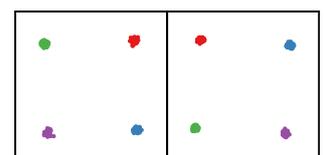
Wie in Abschnitt 8 beschrieben, besitzen optische Filter meistens eine Grundstruktur die sich wiederholt. Ein Filter mit n Stufen enthält diese Struktur n -mal. Diese Anzahl von Stufen wird an einigen Stellen im Text explizit an die Bezeichnung angehängt. Die Bezeichnung „C4_3“ steht für einen „C4“ Filter mit 3 Stufen. Die Filterordnung steht in einem linearen Verhältnis zu der Anzahl von Freiheitsgraden.

Für die Vergleiche wird die EVM des Signals nach Kompensation der Störung durch das Filter gegen die Anzahl der Freiheitsgrade aufgetragen. Bei der EVM gibt es einen Idealwert der nicht unterschritten werden kann. Dieser entspricht der EVM des Signals ohne PMD oder PDL, jedoch mit Rauschen. Wenn ein Filter diesen Wert erreicht, hat er die Störung bis auf das Rauschen vollständig kompensiert. Diese Schwelle ist in diesem Teil der Arbeit durch eine schwarze gestrichelte horizontale Linie markiert.

Eine weiterer Grenzwert ist die EVM des Signals mit PDL und Rauschen, aber ohne PMD. Filter die nur in der Lage sind PMD-Effekte zu kompensieren können diesen Schwelle erreichen. Dieser Wert ist mit einer grün gestrichelten Linie markiert.

16 Einfache Gitterfilter

Gitterfilter sind die einfachsten Filterstrukturen. Sie werden in einer großen Zahl von Veröffentlichungen genutzt, u.a. [13, 14]. In Abbildung 48 sind die Filterstrukturen aufgelistet die von dieser Art untersucht wurden.



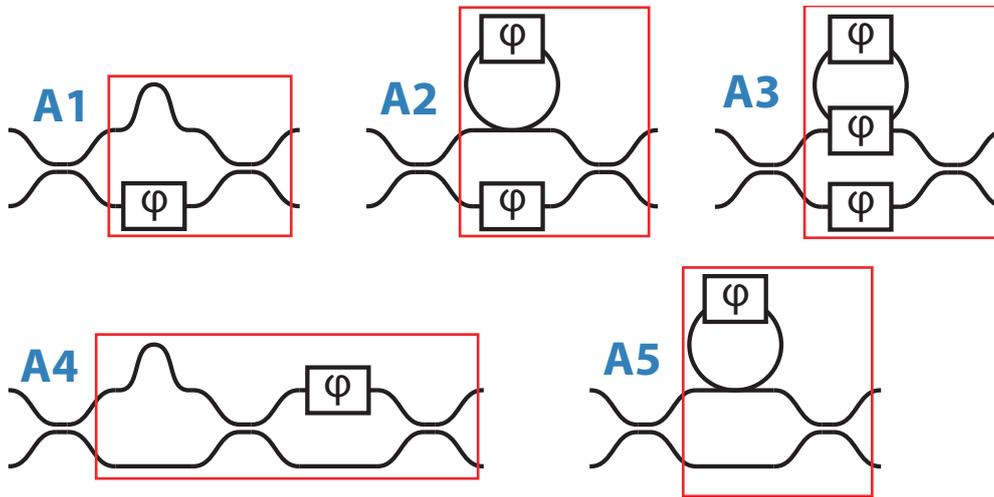


Abbildung 48: Filterstruktur einfacher Gitterfilter. Die Grundstruktur der Filter ist rot umrandet.

Das Filter A1 ist eine der einfachsten Filterstrukturen mit einem Verzögerungselement, einem Phasenschieber und einem Koppler. Das Design in A4 ist ähnlich zu A1, jedoch werden zwei statt nur einem Koppler genutzt. Dadurch enthält dieses Filter ein symmetrisches MZI.

In A2 und A3 wird das Verzögerungselement durch ein Ringelement mit einem bzw. zwei Phasenschiebern ersetzt. Der Nachteil dieser IIR Strukturen ist die vergleichsweise hohe Anzahl von Freiheitsgraden pro Stufe. Um die gleiche Leistung zu erzielen wie das A1 Filter müssen sie bereits bei einer geringen Filterstufe eine gute Entstörung erzielen. Um trotz IIR Komponenten eine geringe Zahl von Freiheitsgraden zu erreichen enthält der A5 Filter nur einen Phasenschieber im Ringelement.

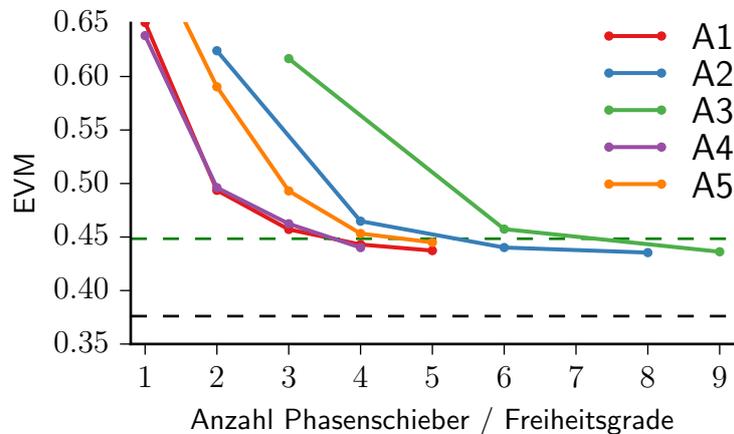


Abbildung 49: Ergebnisse des Vergleichs der Filter aus Abbildung 48. Aufgetragen ist die EVM des Signals nach Kompensation des Filters gegen die Anzahl der Phasenschieber.

Die Ergebnisse des Vergleichs sind in Abbildung 49 dargestellt. Filter mit Ringelementen zeigen dabei eine durchgängig schlechtere Leistung als FIR-Filter. Insbesondere das A3 Design mit drei Phasenschiebern pro Stufe resultiert in einer deutlich höheren EVM bei einem direkten Vergleich mit anderen Filtern mit gleicher Anzahl von Freiheitsgraden. Zwar sind die IIR-Filter in höheren Ausbaustufen in der Lage die EVM auf ein ähnlich geringes Niveau zu bringen. Sie benötigen dafür jedoch deutlich mehr Phasenschieber.

Die beiden FIR Filter sind am besten zur Entstörung geeignet und zeigen fast das gleiche Verhalten. Der ähnliche Verlauf der Kurven von Filtern mit gleicher Anzahl von Freiheitsgraden legt nahe, dass dies ein wichtiges Kriterium ist um die Leistungsfähigkeit eines Filters vorherzusagen. In Abbildung 50 wird dieser Zusammenhang Anhand von drei unterschiedlichen Filtern mit jeweils drei Freiheitsgraden untersucht. Dabei ist der fast lineare Zusammenhang deutlich sichtbar.

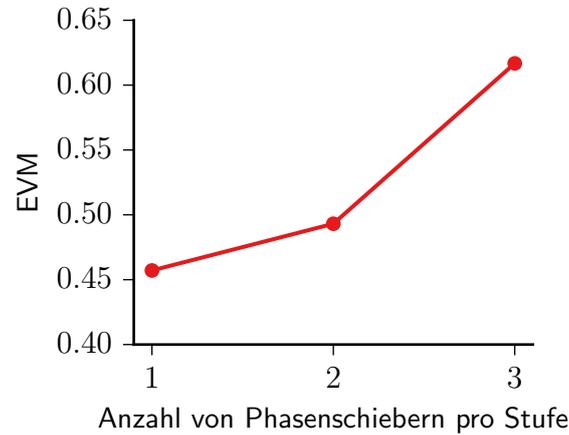


Abbildung 50: EVM in Abhängigkeit von der Anzahl der Phasenschieber pro Stufe für die Filter A1_3, A5_3 und A3_1.

Als Zwischenergebnis wird festgehalten, dass Filter mit einer geringen Anzahl von Phasenschiebern pro Stufe die beste Kompensation ermöglichen. Daher sind IIR-Filter, insbesondere Filter die Ringelemente mit zwei Phasenschiebern enthalten, schlechter für die Kompensation der betrachteten Störung geeignet.

Aus den Ergebnissen ist außerdem ersichtlich, dass Filter dieser Bauart kaum in der Lage sind die PDL zu kompensieren. Die EVM aller Strukturen liegt selbst bei hohen Filterstufen nur geringfügig unterhalb der grün eingezeichneten EVM eines Signals ohne PDL.

17 Größere FIR-Gitterfilter

Die beste Leistung zeigen in der vorherigen Simulation FIR Filter. Als nächstes werden FIR Filter mit zwei Freiheitsgraden pro Stufe betrachtet. Solche Filter werden u.a. in [23, 3] benutzt. Abbildung 51 zeigt die betrachteten Filter dieser Reihe.

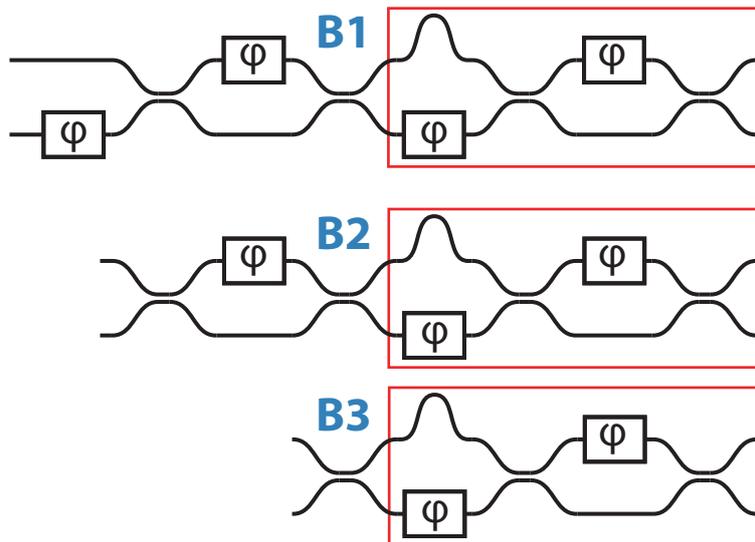
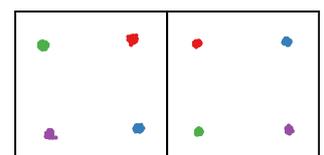


Abbildung 51: FIR Filter mit zwei Phasenschiebern pro Stufe.

Die Grundstruktur dieser Filter ist identisch. Es wurde ausgehend von B1 versucht die Anzahl der Phasenschieber vor dem Beginn der sich wiederholenden Grundstruktur zu verkleinern. Die Ergebnisse des Vergleichs sind in Abbildung 52 dargestellt.



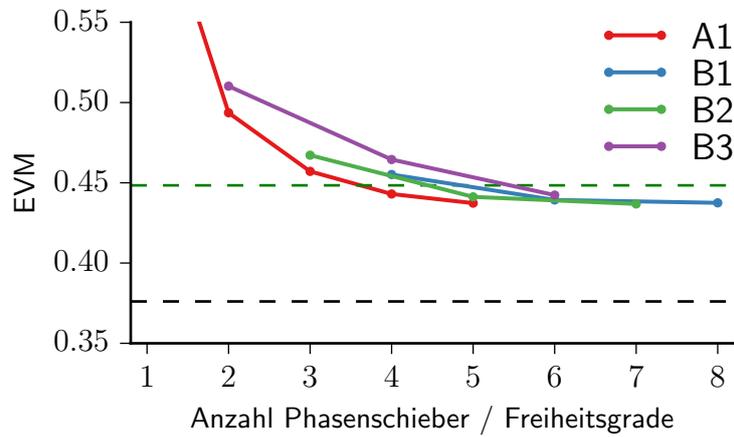


Abbildung 52: Ergebnisse des Vergleichs der Filter aus Abbildung 51. Zusätzlich ist als Vergleich der Filter A1 mit abgebildet. Aufgetragen ist die EVM des Signals nach Kompensation des Filters gegen die Anzahl der Phasenschieber.

Die Leistung dieser Filter ist etwas schlechter als die des zum Vergleich herangezogenen A1 Filters. Zwar wird eine vergleichbar niedrige EVM erreicht — die hohe Zahl von Phasenschiebern pro Stufe äußert sich jedoch in einer deutlichen Verschiebung der Kurven nach Rechts. Dies ist ähnlich dem Verhalten der IIR-Filter aus Abschnitt 16.

Auch der Versuch, die feste Struktur zu Beginn des Filters zu reduzieren, hat zu keiner deutlichen Verbesserung geführt. Insgesamt erreicht bei keiner Anzahl von Phasenschiebern ein B-Filter eine bessere EVM als das A1 Filter.

Alle bisher betrachteten Filter konnten die PDL nur minimal kompensieren. Dieses Verhalten entspricht den Erwartungen die aus Vorüberlegungen in 8 getroffen wurden. Die kleine Reduktion der PDL ist mit den simulierten Leistungsverlusten der Wellenleiter zu erklären. Diese Verluste ändern die Übertragungsmatrix des Filters dahingehend, dass sie die der PDL ähnlicher werden – dadurch ist eine kleine Kompensation möglich. Werden die Dämpfungen der Wellenleiter in der Simulation deaktiviert, so sind die Filter nicht in der Lage die PDL Grenze zu unterschreiten.

18 Filter mit einstellbarer Auskopplung

Unitäre Filter sind nicht in der Lage eine nichtunitäre Störung zu kompensieren. Als Basis für nichtunitäre Filter wird ein Design aus [10] betrachtet. In der Übersicht der Filterstrukturen in Abbildung 53 ist dieses mit C1 gekennzeichnet.

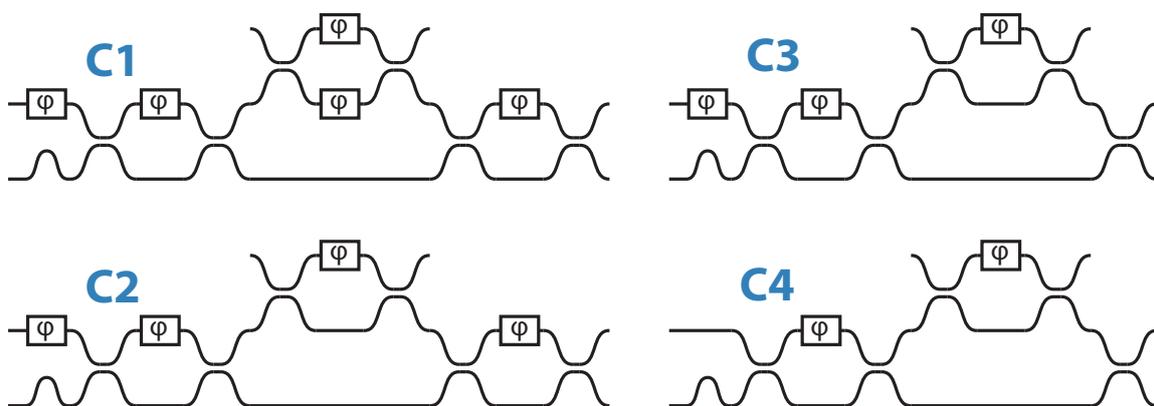


Abbildung 53: Nichtunitäre FIR-Filter.

Das C1 Filter hat 5 Freiheitsgrade pro Stufe. Ausgehend von den bisherigen Ergebnissen wird versucht das Filter so zu verkleinern, dass die Anzahl der Freiheitsgrade pro Stufe geringer wird. Die resultierenden Filter sind C2, C3 und C4. Das C4 Filter hat nur noch zwei Freiheitsgrade pro Stufe. Die Ergebnisse des

Vergleichs sind in Abbildung 54 dargestellt.

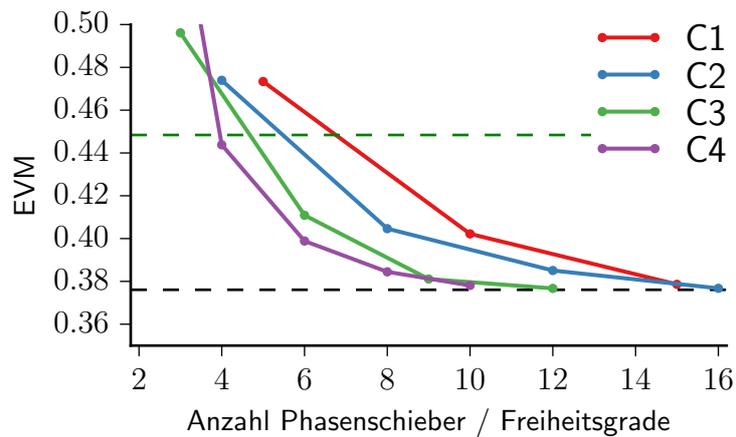


Abbildung 54: Ergebnisse des Vergleichs der Filter aus Abbildung 53. Aufgetragen ist die EVM des Signals nach Kompensation des Filters gegen die Anzahl der Phasenschieber.

Das Ergebnis der Simulationen zeigt, dass die nichtunitären C-Filter eine deutlich bessere Kompensation des Signals erzielen als alle bisher betrachteten Filter. Die EVM erreicht bei höheren Filterstufen den Idealwert des ungestörten Signals.

Der Versuch das ursprüngliche Filterdesign zu verkleinern hat zu einer kontinuierlichen Verbesserung der Kompensation geführt. Die kleinste Version der Grundstruktur C4 mit nur noch zwei Phasenschiebern resultiert in der geringsten EVM bei allen Freiheitsgraden.

Trotz der schlechten Ergebnisse aus Abschnitt 16 wird versucht Ringelemente in diesem nichtunitären Filter zu benutzen. Dazu wird das bisher beste Filter C4 mit verschiedenen IIR-Versionen verglichen, welche in Abbildung 55 dargestellt sind.

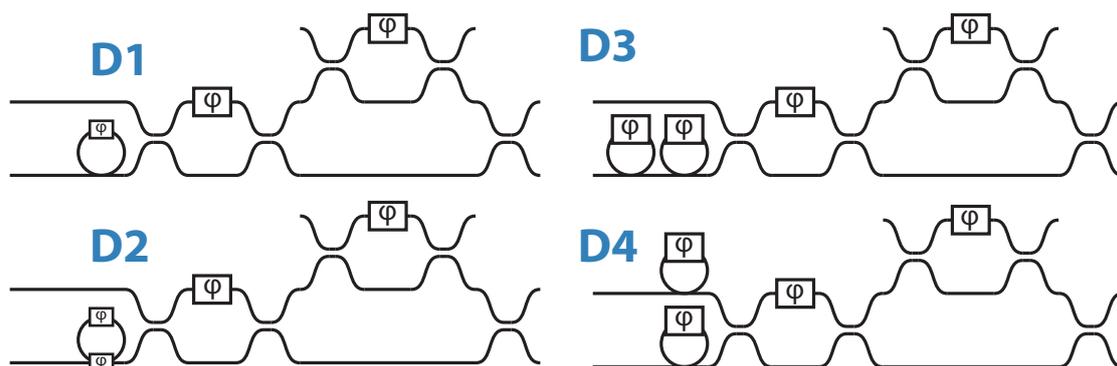
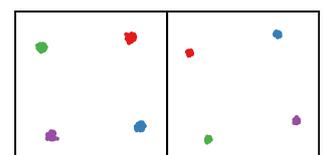


Abbildung 55: Nichtunitäre IIR-Filter.

Dabei werden Anordnungen mit einzelnen, doppelten und gegenüberliegenden Ringelementen miteinander verglichen. Diese Strukturen wurden im Rahmen von unitären Filtern bereits erfolgreich zur Kompensation von PMD-Störungen angewandt [19]. Abbildung 56 zeigt die Ergebnisse dieses Vergleichs.



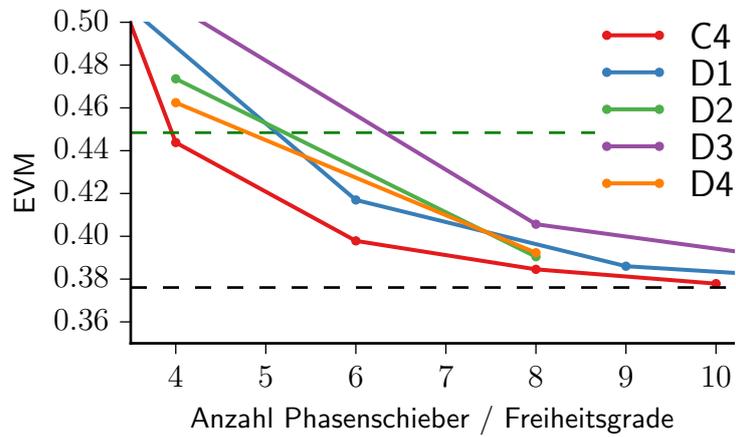


Abbildung 56: Ergebnisse des Vergleichs der Filter aus Abbildung 55. Aufgetragen ist die EVM des Signals nach Kompensation des Filters gegen die Anzahl der Phasenschieber.

Auch in einem nichtunitären Filter zeigen IIR-Filter eine geringere Kompensation der Störeffekte als der FIR Vergleichsfilter. Keines der betrachteten Filter mit Ringelementen kann den C4 Filter bei der Entstörung übertreffen. Die zusätzlichen Freiheitsgrade von Ringelementen bei IIR-Filtern führen also nicht zu einer Reduktion der EVM wie sie die Phasenschieber in FIR-Filtern ermöglichen.

Als weiterer Ansatz das C4 Design zu verbessern wird versucht, das Filter besser an die Störung anzupassen. Die betrachtete Störung kann durch eine Verkettung vieler PMD und PDL Elemente simuliert werden. Dabei gibt es deutlich mehr PMD als PDL Elemente.

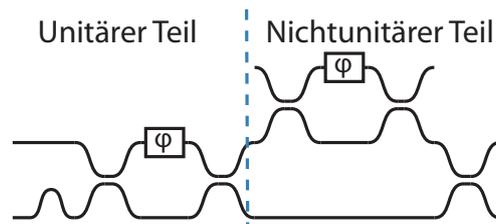


Abbildung 57: Aufteilung des C4 Filters.

In dem Filter wird die Kompensation dieser Effekte in unterschiedlichen Teilen vorgenommen, wie in Abbildung 57 illustriert. Der nichtunitäre Teil ist in der Lage die PDL zu kompensieren. Die unitären Strukturen kompensiert die PMD. Bei dem C4-Filter sind diese beiden Teile des Filters in gleichen Anteilen vorhanden. Die E1 und E2 Filter modifizieren das Filter dahingehend, dass das Verhältnis von unitärem zu nichtunitärem Teil des Filters von 1:1 auf 2:1 und 3:1 erhöht wird. Dadurch ähnelt die Struktur des Filters mehr der Störung. Diese Filter sind in Abbildung 58 dargestellt.

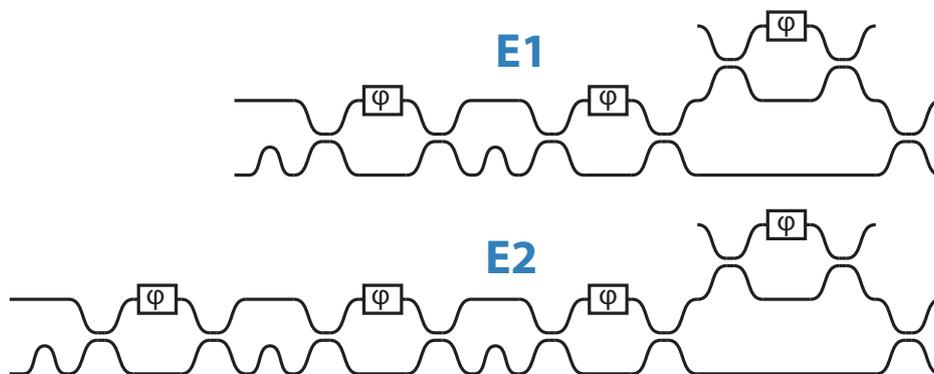


Abbildung 58: Schema von optischen Filtern die auf Änderungen des C4 Designs basieren.

Abbildung 59 zeigt die Ergebnisse des Vergleichs.

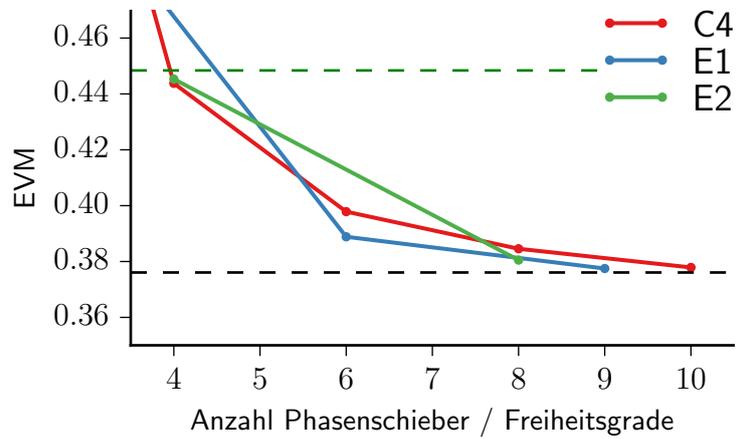


Abbildung 59: Ergebnisse des Vergleichs der Filter aus Abbildung 58. Aufgetragen ist die EVM des Signals nach Kompensation des Filters gegen die Anzahl der Phasenschieber.

In höheren Ausbaustufen zeigen die E1 und E2 Varianten eine ähnliche Leistungsfähigkeit wie die C4 Variante. Insgesamt weist das E1 Filter die besten Kompensationseigenschaften auf. Bei 6 Freiheitsgraden oder mehr liegt die EVM fast immer unter der aller bisherigen Filter.

Ausgehend von der E1 Struktur wird versucht das Filter durch Anhängen von konstanten Strukturen zu verbessern. Dazu wird ein symmetrisches MZI vor und hinter die sich wiederholende Grundstruktur gesetzt. Diese zusätzliche Komponente ist für alle Filterordnungen gleich und resultiert nur in einem zusätzlichen Freiheitsgrad. Der Aufbau dieser F1 und F2 Filter ist in Abbildung 60 dargestellt, die Ergebnisse des Vergleichs in Abbildung 61.

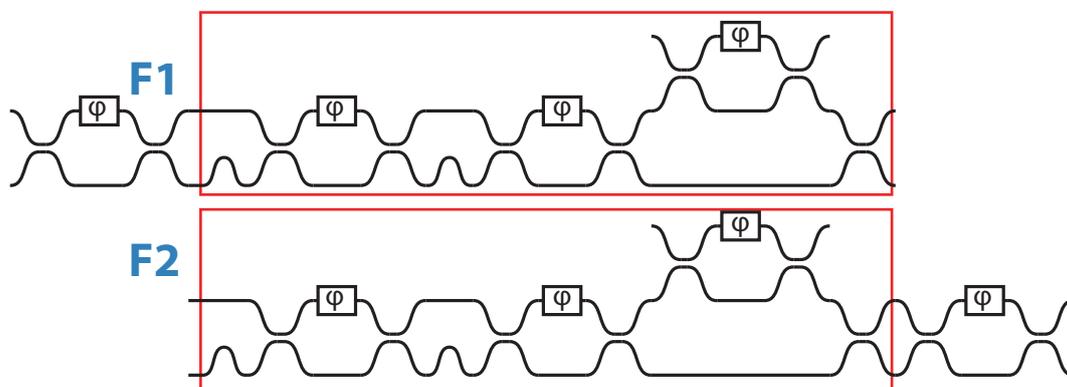
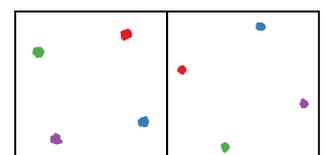


Abbildung 60: Schema von optischen Filtern die auf Änderungen des E1 Designs basieren.



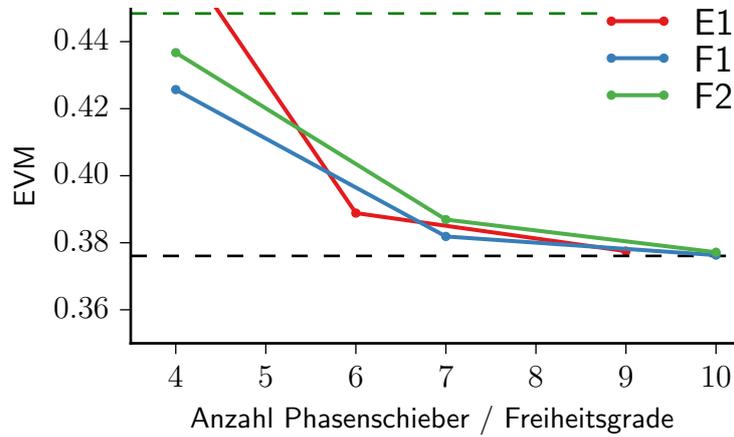


Abbildung 61: Ergebnisse des Vergleichs der Filter aus Abbildung 60. Aufgetragen ist die EVM des Signals nach Kompensation des Filters gegen die Anzahl der Phasenschieber.

Beide Filter zeigen ein ähnliches Leistungsverhalten und zeigen in höheren Stufen einen nahezu identischen Verlauf wie E1. Das F1 Filter ermöglicht insgesamt eine minimal bessere Entstörung bei 7 oder mehr Phasenschiebern. Im direkten Vergleich zu E1 zeigt sich, dass das zusätzliche MZI die EVM vor allem bei niedrigen Ausbaustufen deutlich reduziert. Der Nachteil durch den zusätzlichen Freiheitsgrad kann damit ausgeglichen werden.

19 Schmetterlingsfilter

Die Störeffekte lassen sich wie in Abschnitt 6 beschrieben als frequenzabhängige Matrix M modellieren. Eine ideale Entstörung wäre die Realisierung der Umkehrmatrix der Störung, M^{-1} , durch ein optisches Filter. Wegen

$$M^{-1} \cdot M = I \quad I: \text{Einheitsmatrix}$$

resultiert dies in einem störungsfreien Signal. Die Komponenten dieser Matrix,

$$M^{-1} = \begin{pmatrix} M_{11} & M_{12} \\ M_{21} & M_{22} \end{pmatrix},$$

sind die Übertragungsfunktionen die ein solches Filter besitzen müsste. Die Matrixelemente lassen sich bei einer Filterstruktur wie in Abbildung 62 direkt realisieren.

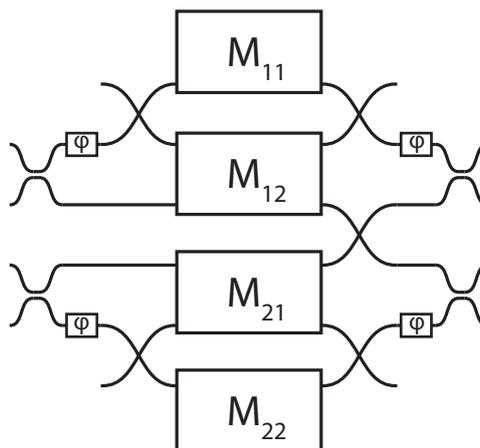


Abbildung 62: Schema eines Schmetterlingsfilters.

Ein solches Filter wird auch Schmetterlingsfilter genannt. Die vier Unterstrukturen sind gleich aufgebaut und kompensieren jeweils die Übertragungsfunktionen der inversen Störmatrix. Es werden zwei Ansätze für mögliche Unterstrukturen untersucht die in Abbildung 63 dargestellt sind.

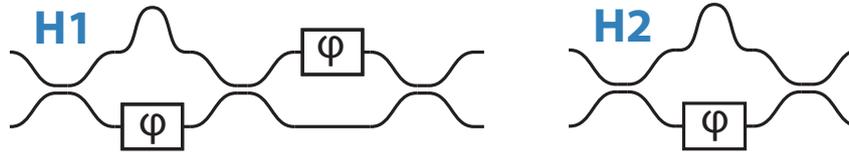


Abbildung 63: Unterstrukturen für das Schmetterlingsfilter.

Aus dem Aufbau des Filters ist eine hohe Zahl von Freiheitsgraden ersichtlich. Zur Steuerung der Koppler werden bereits vier Phasenschieber benötigt. Die voneinander unabhängigen Unterstrukturen führen darüber hinaus zu einem schnellen Anwachsen der Freiheitsgrade. Um die Leistungsfähigkeit der bisherigen Filter zu erreichen, muss dieses Filter schon bei geringen Ausbaustufen zu einer nahezu vollständigen Entstörung führen. Abbildung 64 zeigt die Ergebnisse des Vergleichs mit dem F1 Filter.

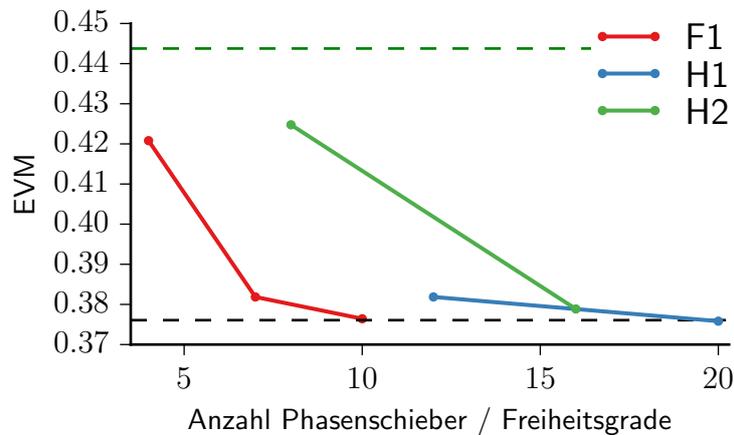


Abbildung 64: Ergebnisse des Vergleichs der Schmetterlingsfilter. Aufgetragen ist die EVM des Signals nach Kompensation des Filters gegen die Anzahl der Phasenschieber.

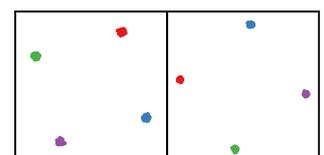
Das Resultat zeigt, dass die Störung erst bei einer Filterordnung von zwei oder höher kompensiert wird. Aufgrund der Bauweise des Filters resultiert das in einer sehr hohen Zahl von Freiheitsgraden. Im direkten Vergleich mit dem F1 Filter ist die Entstörung bei gleicher Zahl von Freiheitsgraden daher immer deutlich schlechter.

Für die betrachtete Störung sind Schmetterlingsfilter daher nicht geeignet.

20 Übertragungsfunktionen

Insgesamt ist das Ergebnis der Simulationen, dass der F1 Filter die beste Kompensation der betrachteten Störung ermöglicht. Ein Satz von optimierten Filterparameter $\vec{\varphi}$ führt dazu, dass die Übertragungsmatrix des Filters der Umkehrmatrix der Störung entspricht, wie im vorherigen Abschnitt beschrieben. Aufgrund der Unempfindlichkeit des EVM-Kriteriums für Dämpfungen des Signals gilt dies nur für normierte Übertragungsfunktionen $H(f)$.

Anhand einer Störung soll diese Annahme untersucht werden. Zu einer Störung werden die Parameter $\vec{\varphi}$ eines F3_3 Filters optimiert. Die normierten Übertragungsfunktionen der inversen Störmatrix sollten denen der Filtermatrix entsprechen. In Abbildung 65 sind diese Funktionen dargestellt.



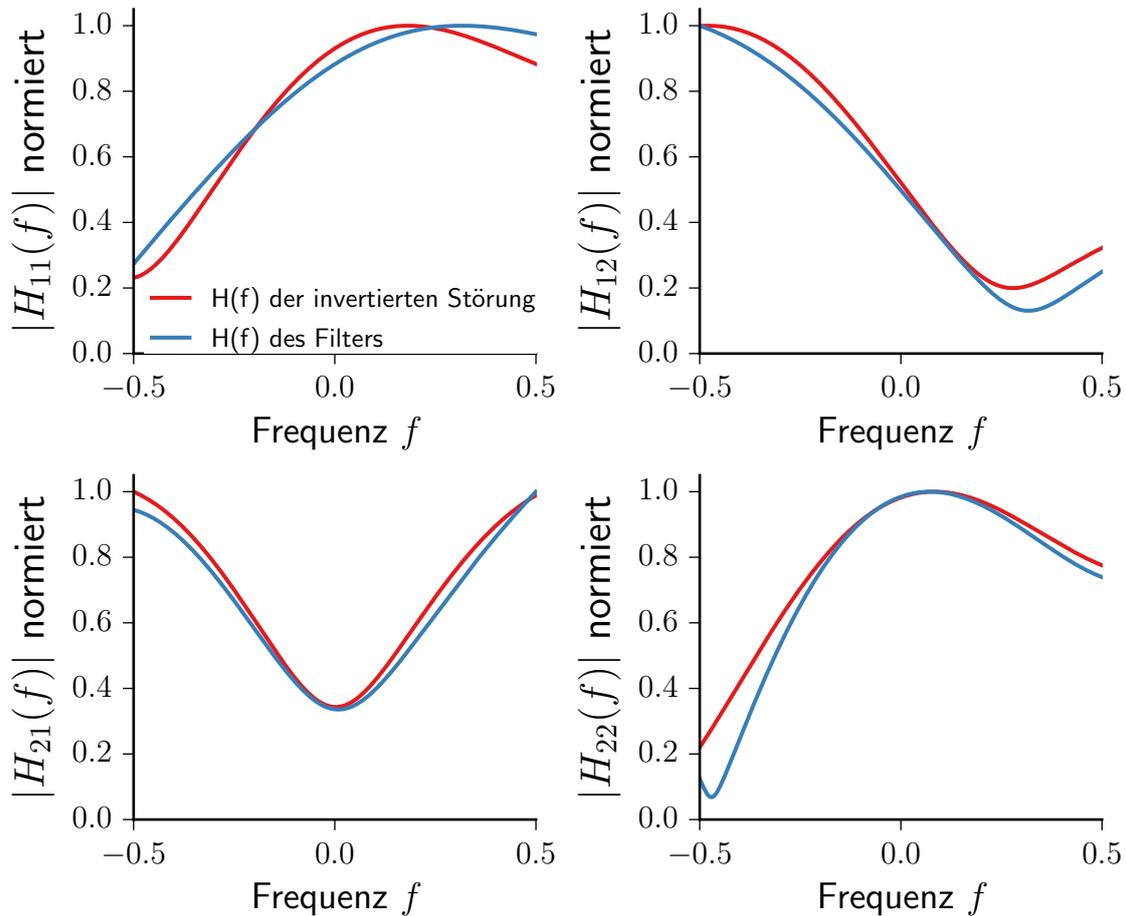


Abbildung 65: Normierte Übertragungsfunktionen einer inversen Störmatrix und eines optimierten F3_3 Filters. Die vier Abbildungen gehören zu den Funktionen der vier Matrixelemente.

Die Übertragungsfunktionen der inversen Störung und des Filters zeigen einen sehr ähnlichen Verlauf. Die Abweichungen sind durch die endliche Ordnung des Filters und der damit verbundenen Einschränkungen in der Realisierung beliebiger Funktionen begründet.

21 Ansätze zur Verkleinerung des Fußabdrucks

Bei der Herstellung von Filterstrukturen werden Verfahren der Mikrostrukturtechnik verwendet. Dabei ist die Größe der Struktur von großer Relevanz für die Kosten. Je kleiner das Filter, desto mehr können mit einem Wafer produziert werden. Neben den Kosten resultiert ein kürzerer Filter auch in einer niedrigeren Dämpfung.

Unter diesem Gesichtspunkt wird versucht das F1 Filter hinsichtlich der Größe zu optimieren. Dazu wird die nichtunitäre Struktur parallel zu verschiedenen Komponenten des unitären Teils angebracht. Abbildung 66 zeigt die Strukturen dieser Filter.

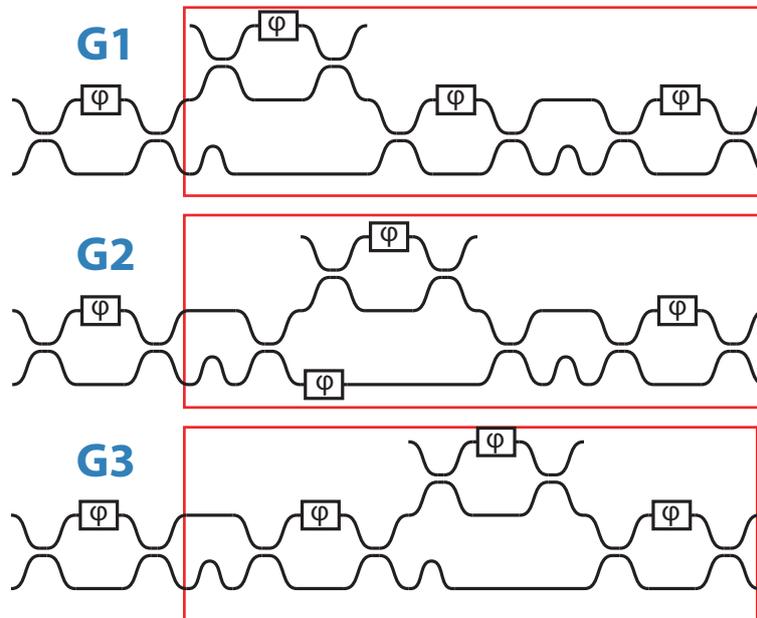


Abbildung 66: Schema von Optischen Filtern die auf Änderungen des E1 Designs basieren.

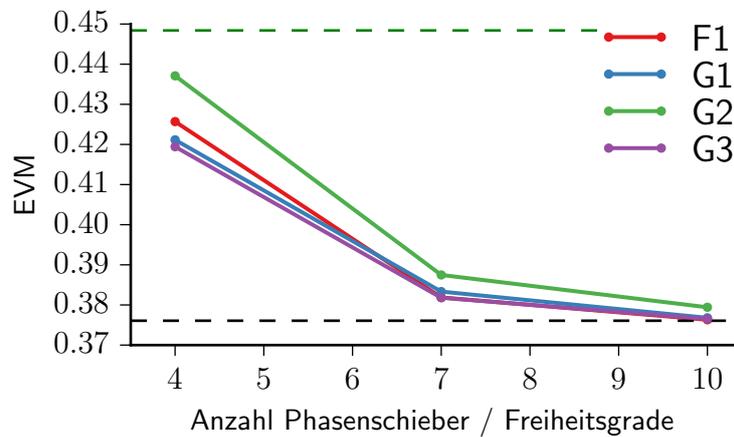


Abbildung 67: Ergebnisse des Vergleichs der Filter aus Abbildung 66. Aufgetragen ist die EVM des Signals nach Kompensation des Filters gegen die Anzahl der Phasenschieber.

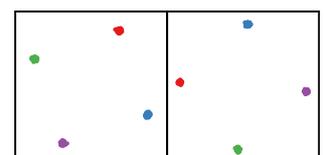
Abbildung 67 zeigt die Ergebnisse des Vergleichs der Filter. Die Version G2 mit der unitären Struktur parallel zum ersten Phasenschieber zeigt eine durchgehende Verschlechterung gegenüber F1. Die EVM der G1 und G3 Filter sind ab 7 Freiheitsgraden nicht von denen des F1 Filters zu unterscheiden. Eine andere Anordnung der Komponenten ist also ohne Nachteilige Auswirkungen auf die Entstörung möglich.

22 Einfluss von Fertigungstoleranzen

Ein weiterer Gesichtspunkt im Hinblick auf die Herstellung sind Produktionsfehler. Die Herstellungsverfahren unterliegen Toleranzen, die zu einer Abweichung bestimmter Struktureigenschaften von ihrem Idealwert führen [18].

Um dies zu untersuchen wird anhand des F1 Filters eine Simulation dieser Fertigungstoleranzen durchgeführt. Dabei wird davon ausgegangen, dass die Fehler sich vor allem in einer Änderung der Kopplungskonstanten κ äußern. Der Idealwert ist $\kappa = 0,5$. Für jeden Koppler wird dieser Wert durch eine normalverteilte Größe ersetzt mit einem Erwartungswert von $\mu = 0,5$. In Abhängigkeit von der Standardabweichung σ wird die Änderung der EVM verfolgt.

Zunächst wird dafür eine Optimierung des idealen Filters vorgenommen. Diese resultiert in einem optimalen



Zusatand des Filters $\vec{\varphi}_{\text{ideal}}$. Dann werden für verschiedene Werte von σ für jedes κ 100 normalverteilte Werte erzeugt. Für all diese abweichenden Varianten des Filters wird eine einzige lokale Optimierung ausgehend von $\vec{\varphi}_{\text{ideal}}$ vorgenommen. Aus den EVM Werten dieser Rechnungen wird der Durchschnittswert gebildet.

Diese Rechnung wird über viele unterschiedliche Störungen gemittelt.

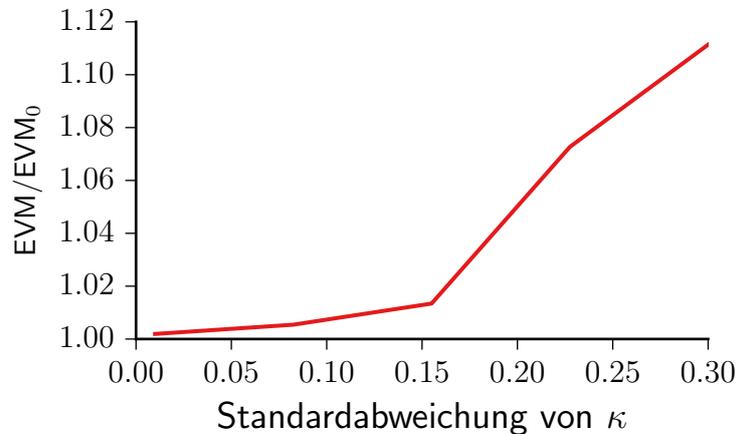


Abbildung 68: Abweichung der EVM von ihrem Idealwert EVM_0 in Abhängigkeit von der Standardabweichung der Kopplungskonstanten κ . EVM_0 ist dabei die EVM des Filters bei dem für alle Koppler $\kappa = 0,5$ gilt.

Die Resultate dieser Untersuchung sind in Abbildung 68 dargestellt. Für die Schwankung der Kopplungskonstanten wird maximal $\sigma = 0,3$ angenommen. Bei einer Normalverteilung ist die Verteilungsfunktion durch

$$F(x) = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \left(\frac{x - \mu}{\sigma\sqrt{2}} \right) \right)$$

mit der Fehlerfunktion erf gegeben [4]. Bei $\sigma = 0,3$ liegen

$$F(0,7) - F(0,3) = 49,5\%$$

der Werte von κ zwischen 0,3 und 0,7. Bei mehr als der Hälfte aller κ entspricht das einer Abweichung von über 0,2 von dem Idealwert. Diese Annahme korrespondiert mit starken Produktionsfehlern die in der Praxis nur selten erreicht werden. Trotz dieser großen Fehler verschlechtert sich die EVM um maximal 12% des relativen Werts. Bei kleineren σ ist die Auswirkung auf die EVM noch deutlich geringer.

Zusammenfassend zeigt diese Rechnung, dass der F1 Filter weitgehend unempfindlich gegenüber Herstellungsbedingte Abweichungen ist.

23 Struktur des Zustandsraums

Abschließend sollen die Überlegungen zum Zustandsraum der optischen Filter aus Abschnitt 12.1 vertieft werden. Zur Bestimmung der optimalen Filterparameter $\vec{\varphi}$ wird eine Reihe von lokalen Optimierungen von verschiedenen Startwerten aus durchgeführt. Unterschiedliche Startwerte können dabei in den gleichen Minima münden. Als Kriterium für identische Minima wird angenommen, dass die $\vec{\varphi}$ bis auf numerische Genauigkeit identisch sind.

In Abbildung 69 ist dargestellt, wieviel unterschiedliche Minima im Durchschnitt erreicht werden, in Abhängigkeit von der Anzahl lokaler Optimierungen. Dabei wird über verschiedene Störungen gemittelt. Alle Simulationen in diesem Abschnitt werden mit dem F1_2 Filter durchgeführt.

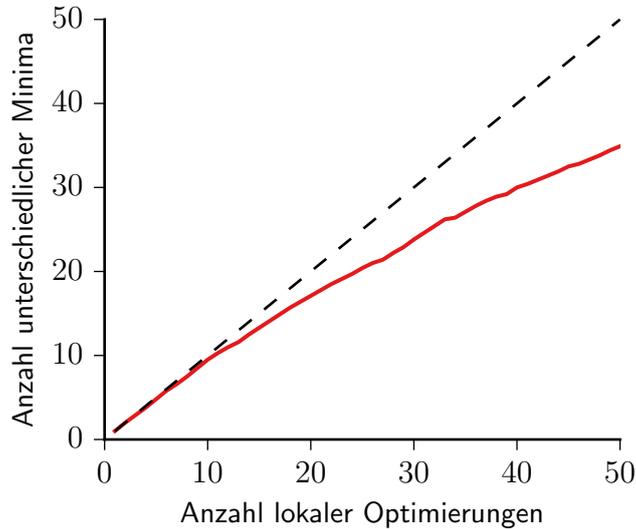


Abbildung 69: Abhängigkeit der Anzahl unterschiedlicher Minima von der Anzahl lokaler Optimierungen. Die gestrichelte Linie zeigt dabei die Funktion $f(x)$. Dieser Verlauf würde erreicht werden, wenn jede Optimierung in einem unterschiedlichen Minimum endet.

Aus diesem Verlauf ist offensichtlich, dass fast jeder Startwert zu einem Minimum mit unterschiedlichen $\vec{\varphi}$ führt. Es gibt also eine große Zahl unterschiedlicher Minima.

In Abschnitt 12.3 wurde jedoch das Ergebnis erarbeitet, dass schon ab einer geringen Zahl von Minima eine weitere Erhöhung zu keiner Verbesserung der EVM führt. Dies soll genauer untersucht werden, indem eine Abschätzung darüber vorgenommen wird, wie genau der Zustandsraum durch die Optimierungen abgetastet wird.

Eine lokale Optimierung durchläuft den Zustandsraum in Richtung der geringsten Ableitung iterativ um den niedrigsten Funktionswert zu erreichen. Dabei wird eine große Zahl von Punkten im Zustandsraum durchlaufen. Um abzuschätzen, welcher Teil des Zustandsraums effektiv abgesucht wurde, wird das Konzept einer konvexen Hülle benutzt. Eine konvexe Hülle einer Menge von Punkten ist die kleinste konvexe Menge, die all diese Punkte enthält. Sie hat die Form einer Einhüllenden, wie in Abbildung 70 illustriert. Dies ist für beliebig dimensionale Räume definiert.

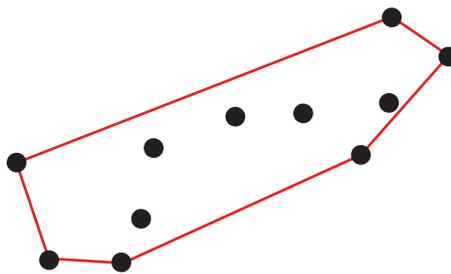
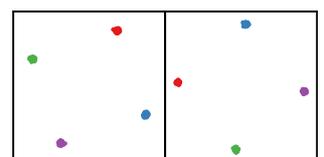


Abbildung 70: Beispiel einer konvexen Hülle einer Punktmenge in zwei Dimensionen.

Unterschiedliche Startwerte für die lokalen Optimierungen können in dem gleichen Minimum resultieren. Dabei ist zu beachten, dass der Zustandsraum 2π -periodisch ist. Die Startwerte werden immer innerhalb des $[0, 2\pi]$ Intervalls erzeugt, jedoch liegt das gefundene Minimum oft außerhalb. Die Folge von Punkten die eine lokale Optimierung durchläuft wird daher immer so verschoben, dass das resultierende Minimum im $[0, 2\pi]$ Intervall liegt. Die Punktfolge aller Optimierungen die im gleichen Minimum enden, werden kombiniert. Von dieser Menge wird die konvexe Hülle gebildet. Abbildung 71 veranschaulicht dieses Vorgehen.



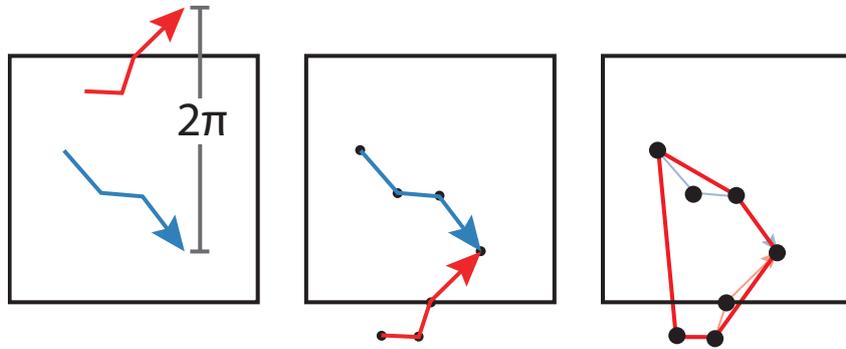


Abbildung 71: Vorgehen zur Erzeugung der konvexen Hülle von zwei Optimierungen die im gleichen Minimum resultieren.

Diese Hülle ist eine Abschätzung für den Raum, der effektiv von der Optimierung untersucht wurde. Jede Optimierung, die einen Startwert innerhalb dieser Hülle besitzt, endet innerhalb der Hülle. Ein Startwert der außerhalb der Hülle liegt, jedoch im gleichen Minimum endet, wird genutzt um die Hülle zu erweitern. Diese Methode kann genutzt werden, um im Rahmen einer vollständigen Optimierung für jedes Minimum eine konvexe Hülle aus allen Zwischenpunkten der lokalen Optimierungen zu erstellen. Das Resultat ist eine Menge von konvexen Hüllen, wie sie in Abbildung 72 dargestellt ist.

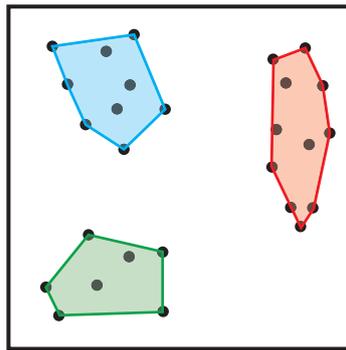


Abbildung 72: Konvexe Hüllen zu allen Punkten der lokalen Optimierungen.

Wird das Volumen all dieser konvexen Hüllen aufsummiert und durch das Volumen des gesamten Zustandsraums geteilt, erhält man eine Abschätzung dafür, welcher Anteil des Raums effektiv untersucht wurde. Das Volumen des Zustandsraums ist gegeben durch

$$V_{\text{gesamt}} = (2\pi)^d,$$

Wobei d die Dimension des Raums bezeichnen soll. Der betrachtete Filter hat 7 Phasenschieber, was der Anzahl der Dimensionen entspricht. Die konvexe Hülle sowie die Berechnung dessen Volumens wird mit dem quickhull Algorithmus [1] durchgeführt. In Abbildung 73 ist das Ergebnis dieser Betrachtung des Hüllenvolumens für viele unterschiedliche Störungen dargestellt.

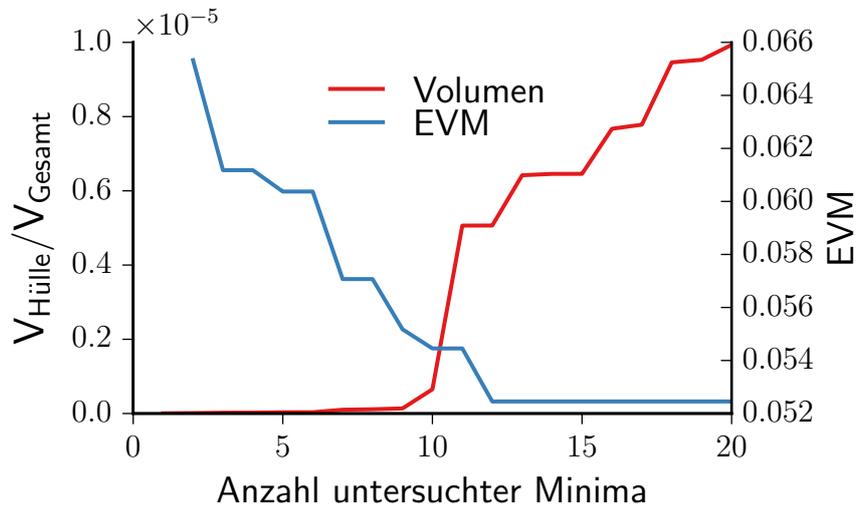


Abbildung 73: Volumen der konvexen Hüllen sowie der Verlauf der EVM in Abhängigkeit von der Anzahl untersuchter Minima.

Es zeigt sich, dass das Volumen aller konvexen Hüllen $V_{\text{Hülle}}$ mit der Anzahl der Minima steigt. Jedoch führt eine weitere Steigerung von $V_{\text{Hülle}}$ nicht zu einer Verkleinerung der EVM. Desweiteren wird auch nach 20 lokalen Optimierungen im Mittel nur ein 10^{-5} tel des Zustandsraums auf diese Weise untersucht.

Für dieses Verhalten gibt es zwei mögliche Erklärungen. Entweder es liegt eine große Entartung der Minima vor. Dann würde es trotz vieler unterschiedlicher Minima nur weniger unterschiedliche EVM-Werte geben. Daher würde bereits die Untersuchung weniger Minima dazu führen, dass ein großer Teil der unterschiedlichen EVM-Werte gefunden wurde. Damit steigt auch die Wahrscheinlichkeit den kleinsten EVM-Wert zu finden.

Die andere mögliche Erklärung ist, dass das Volumen der Minima negativ mit der EVM korreliert. Wenn die kleinsten Werte der EVM in den größten Minima liegen, ist die Wahrscheinlichkeit groß, dass ein Startwert in diesem liegt.

Um die erste Möglichkeit zu überprüfen, wird der Zusammenhang zwischen der Anzahl unterschiedlicher Minima und der Anzahl der unterschiedlichen EVMs ermittelt. Dies wird in einer Simulation über verschiedene Störungen untersucht, dessen Ergebnisse in Abbildung 74 dargestellt sind.

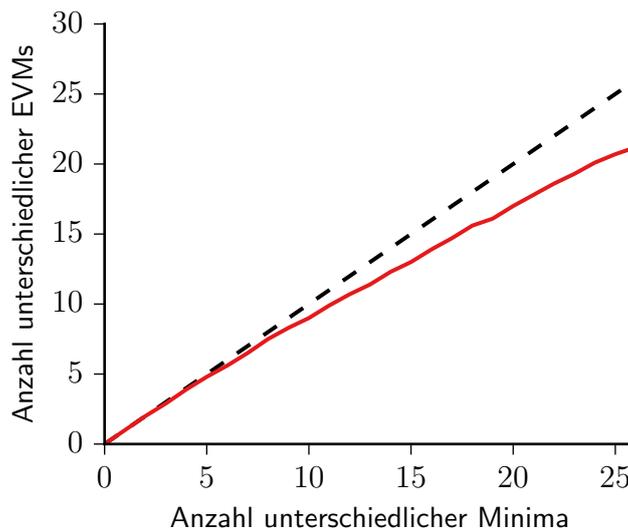
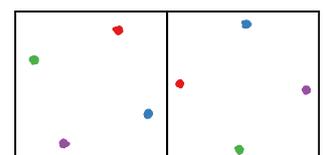


Abbildung 74: Untersuchung der Entartung der Minimas. Aufgetragen sind die Anzahl unterschiedlicher EVMs in Abhängigkeit von der Anzahl unterschiedlicher Minima. Die gestrichelte Linie entspricht einer 1:1 Zuordnung. Das wäre der Fall, wenn alle Minima unterschiedliche EVM-Werte besitzen.



Diese Untersuchung zeigt nur eine geringe Entartung der Minima. Nahezu alle Minima haben unterschiedliche Werte der EVM. Die zweite Vermutung wird in einer Simulation überprüft, bei der die Werte der EVM zu dem Volumen ihres Minimums in Beziehung gesetzt werden. Die Ergebnisse sind in Abbildung 75 dargestellt.

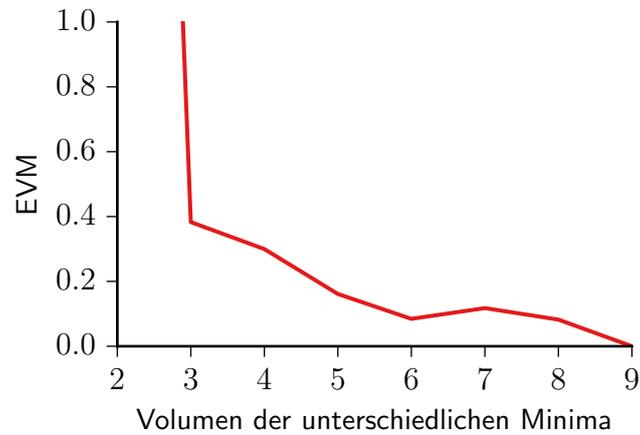


Abbildung 75: Zusammenhang zwischen dem Volumen unterschiedlicher Minima und dem Wert ihrer EVM.

Diese Simulation bestätigt die Vermutung, dass es einen Zusammenhang zwischen dem Volumen der Minima und ihrer EVM gibt. Die größten Anteile des Zustandsraums bestehen also aus $\vec{\varphi}$, die bei einer lokalen Optimierung in den kleinsten EVM resultieren. So kann erklärt werden, dass selbst bei dem vergleichsweise kleinen Anteil des Raums der untersucht wird, sehr gute EVM-Werte erzielt werden.

Zur Bestätigung wird die Optimierung des F1 Filters zum Vergleich mit einer einzigen lokalen Optimierung durchgeführt. In Abbildung 76 sind die Ergebnisse der Simulation dargestellt.

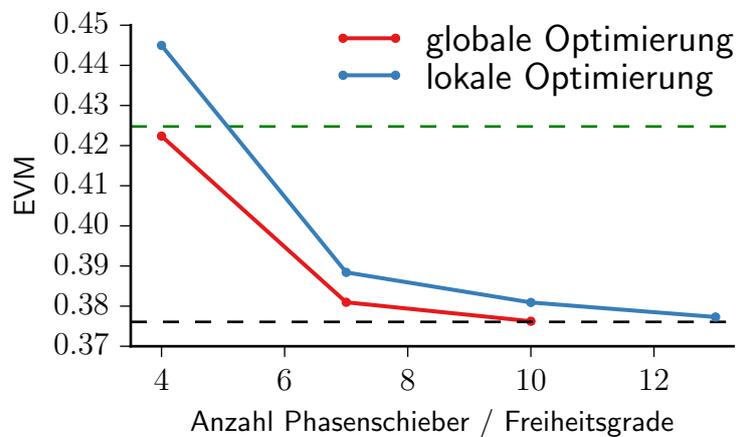


Abbildung 76: Vergleich des F1-Filters mit globaler und lokaler Optimierung.

Wie erwartet ist das Filter selbst bei einer einzigen lokalen Optimierung in der Lage, die Störeffekte zu kompensieren. Bei der Variante mit 10 Phasenschiebern liegt die EVM des lokal optimierten Filters nur 2,6% über der des lokal optimierten Filters. Die EVM eines global optimierten Filters mit 10 Phasenschiebern und eines lokal optimierten Filters mit 13 Phasenschiebern ist nahezu identisch.

Teil V

Zusammenfassung und Ausblick

In dieser Arbeit wurde die Leistungsfähigkeit verschiedener optischer Filter bei der Entstörung von Störeffekten verglichen. Dabei wurde ein Modell für die Störung betrachtet, welches PDL und PMD enthält. Nach diesem Modell wurde eine Störung simuliert die dem Signal hinzugefügt wird. Die Störung wird durch optische Filter kompensiert, deren Übertragungsfunktionen durch einen Satz veränderlicher Parameter festgelegt wird. Diese Regelung ist nötig um die zeitliche Dynamik der Störung auszugleichen.

Um einen optimalen Satz von Filterparametern zu bestimmen, wurde ein Kriterium festgelegt, welches die Signalqualität quantifiziert. Die Filterparameter werden so eingestellt, dass dieses Kriterium minimiert wird. Ein Filter mit diesen Filterparametern entstört das Signal optimal.

Um das beste Vorgehen zur Optimierung der Filterparameter zu finden, wurde das Optimierungsproblem untersucht und verschiedene geeignete Algorithmen miteinander verglichen. Das resultierende Verfahren wurde benutzt, um für jedes Filter für eine große Zahl unterschiedlicher Störungen optimale Filterparameter zu bestimmen.

Es wurden insgesamt 25 verschiedene Filterdesigns in verschiedenen Ausbaustufen verglichen. Dabei wurde sowohl die Güte der Entstörung bewertet, als auch die Anzahl der benötigten Phasenschieber. Dabei konnte eine Filterstruktur gefunden werden, die die Störungen vollständig kompensiert. Dieses Filter basiert auf einem Design von [10] und wurde modifiziert um es bestmöglich auf das betrachtete Problem anzupassen.

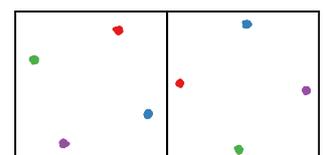
Als weiteres Ergebnis zeigte sich, dass FIR-Filter generell besser zur Entstörung geeignet sind als IIR-Filter. Dies ist in der deutlich höheren Zahl der Phasenschieber von IIR-Filtern begründet. Desweiteren ist eine Filterstruktur mit einstellbarer Auskopplung erforderlich um die Auswirkung der PDL zu kompensieren.

Für das Filter, welches am besten zur Entstörung geeignet ist, wurde untersucht, wie sich Produktionsfehler auf die Leistungsfähigkeit auswirken. Die optischen Strukturen können nicht beliebig genau hergestellt werden, was zu einer Abweichung der Kopplungskonstanten der optischen Koppler von ihrem Idealwert führt. Das Ergebnis dieser Untersuchung war, dass diese Fehler die Leistungsfähigkeit des Filters nur geringfügig reduzieren.

Die Struktur des Zustandsraums der Filter wurde analysiert, um zu untersuchen, ob auch einfachere Methoden zur Optimierung geeignet sind. Wird statt der aufwendigen globalen Optimierung nur eine lokale Optimierung verwendet, sinkt die Qualität der Entstörung. Allerdings kann dadurch auch die Zahl von Funktionsauswertungen deutlich reduziert werden – bei den verwendeten Parametern um den Faktor 20.

Insbesondere im Hinblick auf die praktische Anwendung von optischen Filtern in Übertragungssystemen ist dieses Resultat relevant. Die Bestimmung der EVM beansprucht dort eine vergleichsweise große Zeitspanne, so dass eine große Zahl von Funktionsauswertungen, wie sie für die Optimierung benötigt wird, problematisch ist. Eine Reduktion der Zahl der benötigten Funktionsauswertungen ist daher von großer praktischer Relevanz.

Im laufenden Betrieb müssen sich die Filter nicht völlig neuen Störungen anpassen, wie es in dieser Arbeit simuliert wurde. Vielmehr verändert sich die Störung kontinuierlich. Die Optimierung muss daher nur eine kleine Veränderung des Zustandsraums ausgleichen. Für eine Untersuchung dieses Problems ist ein Modell für die zeitliche Veränderung der Störung erforderlich.





Literatur

- [1] C. Bradford Barber, David P. Dobkin und Hannu Huhdanpaa. „The quickhull algorithm for convex hulls“. In: *ACM Transactions on Mathematical Software* 22.4 (1. Dez. 1996), S. 469–483. ISSN: 00983500. DOI: 10.1145/235815.235821. URL: <http://portal.acm.org/citation.cfm?doid=235815.235821> (besucht am 13.09.2016).
- [2] Richard Ernest Bellman. *Dynamic Programming*. Courier Corporation, 2003. 388 S. ISBN: 978-0-486-42809-3.
- [3] M. Bohn, W. Rosenkranz und P.M. Krummrich. „Adaptive distortion compensation with integrated optical finite impulse response filters in high bitrate optical communication systems“. In: *IEEE Journal of Selected Topics in Quantum Electronics* 10.2 (März 2004), S. 273–280. ISSN: 1077-260X. DOI: 10.1109/JSTQE.2004.825960.
- [4] Bronstein u. a. *Taschenbuch der Mathematik*. Wissenschaftlicher Verlag Harri Deutsch GmbH, 2007. ISBN: 978-3-8171-2007-9.
- [5] David Cooke. *numexpr: Fast numerical array expression evaluator*. URL: <https://github.com/pydata/numexpr> (besucht am 11.07.2016).
- [6] C.R. Doerr. „Proposed Architecture for MIMO Optical Demultiplexing Using Photonic Integration“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 23.21 (Nov. 2011), S. 1573–1575. ISSN: 1041-1135. DOI: 10.1109/LPT.2011.2164061.
- [7] A. Eyal. „Synthesis and characterization of broad-band polarization-mode dispersion equalizers“. In: *Journal of Lightwave Technology* 22.4 (Apr. 2004), S. 1147–1154. ISSN: 0733-8724. DOI: 10.1109/JLT.2004.825890.
- [8] A. Eyal und A. Yariv. „Design of broad-band PMD compensation filters“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 14.8 (Aug. 2002), S. 1088–1090. ISSN: 1041-1135. DOI: 10.1109/LPT.2002.1021978.
- [9] M. Frigo und S. G. Johnson. „The Design and Implementation of FFTW3“. In: *Proceedings of the IEEE* 93.2 (Feb. 2005), S. 216–231. ISSN: 0018-9219. DOI: 10.1109/JPROC.2004.840301.
- [10] G. Garfinkel und A. Eyal. „Study of PMD and PDL Equalization Via a Nonunitary FIR Lattice Filter“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 20.8 (Apr. 2008), S. 542–544. ISSN: 1041-1135. DOI: 10.1109/LPT.2008.918891.
- [11] Carl Friedrich Gauss. *Theoria combinationis observationum erroribus minimis obnoxiae*. H. Dieterich, 1823. 68 S.
- [12] Masao Iwamatsu und Yutaka Okabe. „Basin Hopping with Occasional Jumping“. In: *Chemical Physics Letters* 399.4 (Dez. 2004), S. 396–400. ISSN: 00092614. DOI: 10.1016/j.cplett.2004.10.032. arXiv: cond-mat/0410723. URL: <http://arxiv.org/abs/cond-mat/0410723> (besucht am 27.09.2016).
- [13] K. Jinguji. „Synthesis of coherent two-port optical delay-line circuit with ring waveguides“. In: *Journal of Lightwave Technology* 14.8 (Aug. 1996), S. 1882–1898. ISSN: 0733-8724. DOI: 10.1109/50.532026.
- [14] F.A. Khadra und K. Dimyati. „Simulation of PMD Compensation Using Optical FIR Lattice Filter“. In: *International Conference on Numerical Simulation of Semiconductor Optoelectronic Devices, 2006. NUSOD '06*. International Conference on Numerical Simulation of Semiconductor Optoelectronic Devices, 2006. NUSOD '06. Sep. 2006, S. 115–116. DOI: 10.1109/NUSOD.2006.306768.

- [15] Herwig Kogelnik, Robert M. Jopson und Lynn E. Nelson. „Chapter 15 - Polarization-Mode Dispersion“. In: *Optical Fiber Telecommunications IV-B (Fourth Edition)*. Hrsg. von Ivan P. Kaminow/Tingye Li. Optics and Photonics. Burlington: Academic Press, 2002, S. 725–861. URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780123951731500153> (besucht am 13. 01. 2016).
- [16] C. K. Madsen und P. Oswald. „Optical filter architecture for approximating any 2×2 unitary matrix“. In: *Optics Letters* 28.7 (1. Apr. 2003), S. 534. ISSN: 0146-9592, 1539-4794. DOI: 10.1364/OL.28.000534. URL: <https://www.osapublishing.org/ol/abstract.cfm?uri=ol-28-7-534> (besucht am 04. 11. 2015).
- [17] Christie K. Madsen und J.H. Zhao. *Optical Filter Design and Analysis: A Signal Processing Approach*. 1st. New York, NY, USA: John Wiley & Sons, Inc., 1999. ISBN: 978-0-471-18373-0.
- [18] C.K. Madsen. „Planar waveguide optical filters and polarization transformers for compensating dispersive effects“. In: *Proceedings of 2005 IEEE/LEOS Workshop on Fibres and Optical Passive Components, 2005*. Proceedings of 2005 IEEE/LEOS Workshop on Fibres and Optical Passive Components, 2005. Juni 2005, S. 135–140. DOI: 10.1109/WFOPC.2005.1462114.
- [19] C.K. Madsen u. a. „Versatile integrated PMD emulation and compensation elements“. In: *Journal of Lightwave Technology* 22.4 (Apr. 2004), S. 1041–1050. ISSN: 0733-8724. DOI: 10.1109/JLT.2004.825236.
- [20] Makoto Matsumoto und Takuji Nishimura. „Mersenne Twister: A 623-dimensionally Equidistributed Uniform Pseudo-random Number Generator“. In: *ACM Trans. Model. Comput. Simul.* 8.1 (Jan. 1998), S. 3–30. ISSN: 1049-3301. DOI: 10.1145/272991.272995. URL: <http://doi.acm.org/10.1145/272991.272995> (besucht am 27. 09. 2016).
- [21] J. C. Maxwell. „A Dynamical Theory of the Electromagnetic Field“. In: *Philosophical Transactions of the Royal Society of London* 155 (1. Jan. 1865), S. 459–512. ISSN: 0261-0523. DOI: 10.1098/rstl.1865.0008. URL: <http://rstl.royalsocietypublishing.org/cgi/doi/10.1098/rstl.1865.0008> (besucht am 12. 09. 2016).
- [22] Jorge Nocedal und S. Wright. *Numerical Optimization*. Springer Series in Operations Research and Financial Engineering. Springer New York, 2006. ISBN: 978-0-387-30303-1. (Besucht am 12. 08. 2016).
- [23] P. Oswald, C.K. Madsen und R.L. Konsbruck. „Analysis of scalable PMD compensators using FIR filters and wavelength-dependent optical power measurements“. In: *Journal of Lightwave Technology* 22.2 (Feb. 2004), S. 647–657. ISSN: 0733-8724. DOI: 10.1109/JLT.2004.824452.
- [24] Rajiv Ramaswami und Kumar N. Sivarajan. *Optical Networks: A Practical Perspective*. Morgan Kaufmann, 2002. 866 S. ISBN: 978-1-55860-655-5.
- [25] R. Schmogrow u. a. „Error Vector Magnitude as a Performance Measure for Advanced Modulation Formats“. In: *IEEE Photonics Technology Letters* 24.1 (Jan. 2012), S. 61–63. ISSN: 1041-1135. DOI: 10.1109/LPT.2011.2172405.
- [26] R. Schmogrow u. a. „Real-time Nyquist pulse generation beyond 100 Gbit/s and its relation to OFDM“. In: *Optics Express* 20.1 (2. Jan. 2012), S. 317. ISSN: 1094-4087. DOI: 10.1364/OE.20.000317. URL: <https://www.osapublishing.org/oe/abstract.cfm?uri=oe-20-1-317> (besucht am 30. 08. 2016).
- [27] Ansgar Steinkamp. *Wechselwirkung von PMD und PDL in faseroptischen Systemen*. 7. Mai 2007.
- [28] Rainer Storn und Kenneth Price. „Differential Evolution – A Simple and Efficient Heuristic for global Optimization over Continuous Spaces“. In: *Journal of Global Optimization* 11.4 (1997), S. 341–359. ISSN: 0925-5001, 1573-2916. DOI: 10.1023/A:1008202821328. URL: <http://link.springer.com/article/10.1023/A:1008202821328> (besucht am 27. 09. 2016).
- [29] Arielle Sumits. *The History and Future of Internet Traffic*. 28. Aug. 2015. URL: <http://blogs.cisco.com/sp/the-history-and-future-of-internet-traffic> (besucht am 13. 05. 2016).
- [30] Daniel Teufer, Stephan Pachnicke und Peter Krummrich. „Modellierung und Simulation optischer IIR-Filterstrukturen zur adaptiven Kompensation chromatischer Dispersion in ultrahochbitratigen optischen Übertragungssystemen“. In: (1. Mai 2009).
- [31] P. P. Vaidyanathan, See-May Phoong und Yuan-Pei Lin. *Signal Processing and Optimization for Transceiver Systems*. Cambridge University Press, 11. März 2010. 874 S. ISBN: 978-0-521-76079-9.
- [32] David J. Wales und Jonathan P. K. Doye. „Global Optimization by Basin-Hopping and the Lowest Energy Structures of Lennard-Jones Clusters Containing up to 110 Atoms“. In: *The Journal of Physical Chemistry A* 101.28 (1. Juli 1997), S. 5111–5116. ISSN: 1089-5639. DOI: 10.1021/jp970984n. URL: <http://dx.doi.org/10.1021/jp970984n> (besucht am 27. 09. 2016).

- [33] Amnon Yariv. *Optical Electronics*. 3rd edition. Holt McDougal, Dez. 1984. 576 S. ISBN: 978-0-03-070289-1.

Eidesstattliche Versicherung

Name, Vorname

Matr.-Nr.

Ich versichere hiermit an Eides statt, dass ich die vorliegende Bachelorarbeit/Masterarbeit* mit dem Titel

selbstständig und ohne unzulässige fremde Hilfe erbracht habe. Ich habe keine anderen als die angegebenen Quellen und Hilfsmittel benutzt sowie wörtliche und sinngemäße Zitate kenntlich gemacht. Die Arbeit hat in gleicher oder ähnlicher Form noch keiner Prüfungsbehörde vorgelegen.

Ort, Datum

Unterschrift

*Nichtzutreffendes bitte streichen

Belehrung:

Wer vorsätzlich gegen eine die Täuschung über Prüfungsleistungen betreffende Regelung einer Hochschulprüfungsordnung verstößt, handelt ordnungswidrig. Die Ordnungswidrigkeit kann mit einer Geldbuße von bis zu 50.000,00 € geahndet werden. Zuständige Verwaltungsbehörde für die Verfolgung und Ahndung von Ordnungswidrigkeiten ist der Kanzler/die Kanzlerin der Technischen Universität Dortmund. Im Falle eines mehrfachen oder sonstigen schwerwiegenden Täuschungsversuches kann der Prüfling zudem exmatrikuliert werden. (§ 63 Abs. 5 Hochschulgesetz - HG -)

Die Abgabe einer falschen Versicherung an Eides statt wird mit Freiheitsstrafe bis zu 3 Jahren oder mit Geldstrafe bestraft.

Die Technische Universität Dortmund wird gfls. elektronische Vergleichswerkzeuge (wie z.B. die Software „turnitin“) zur Überprüfung von Ordnungswidrigkeiten in Prüfungsverfahren nutzen.

Die oben stehende Belehrung habe ich zur Kenntnis genommen:

Ort, Datum

Unterschrift